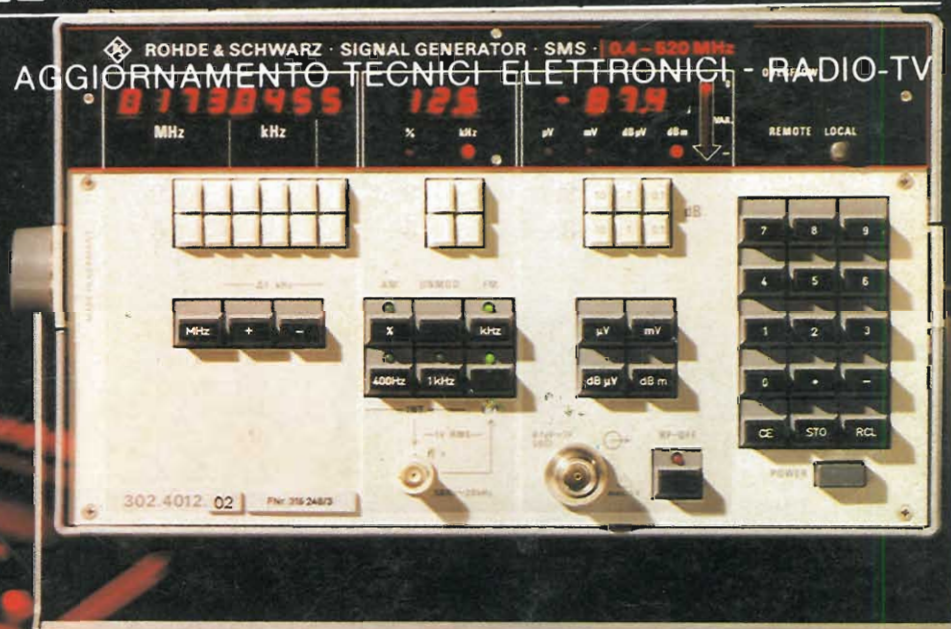
ELETTRONICA VIVA /17

Anno II **novembre '79**

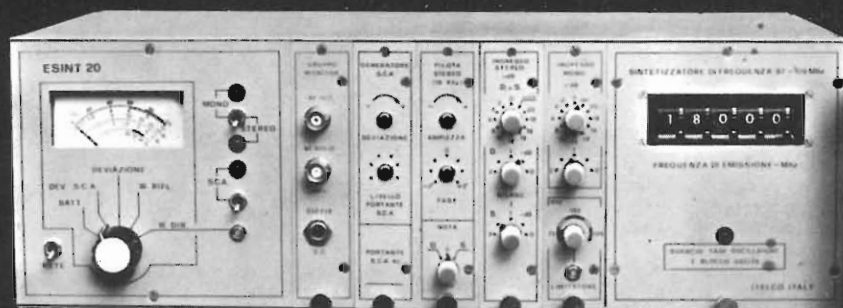
MENSILE DI FORMAZIONE ED AGGIORNAMENTO TECNICI ELETTRONICI - RADIO-TV

Questo numero contiene:

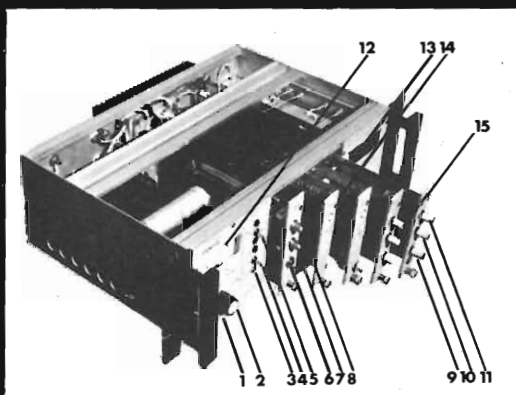
Presentazione del "Pippo" apparecchiatura "supereconomica" per lo studio dei microprocessori

Convertitore tensione-frequenza per il superfrequenzimetro

Circuito FLL/P per il controllo in frequenza del trasmettitore-eccitatore da 1 W presentato nel numero scorso

FAENZA EDITRICE Via Firenze 60/A - C.P. 68 - Tel. (0546) 43120 - 48018 FAENZA - Italia

ECCITATORE FM SINTETIZZATO
MONO - STEREO SCA 5 - 20 WATTS **ESINT 05·20**

L'ESINT 05 - 20 è l'ultimo apparato che completa la serie di trasmettitori a larga banda della Itelco. Questo eccitatore è un apparato estremamente versatile e sicuro, progettato per soddisfare le severe specifiche degli enti radiofonici europei e d'oltre oceano. I motivi stanno nell'alto livello delle sue prestazioni (assenza di spurie, stabilità 25 Hz, distorsione mono 0,07 stereo 0,1%, possibilità di sincronizzazione con altri trasmettitori per ofset zero) e nella complessità della sua strumentazione di controllo (deviometro principale, deviomentro del segnale di servizio - SCA -, potenza diretta e riflessa, batteria).

La sua alta affidabilità, che permette un funzionamento di 24 ore su 24 senza necessità di manutenzione, è dovuta ad una costruzione a forte integrazione e ad una tecnologia d'avanguardia.

1. Rete
2. Selettore funzioni strumento
3. Regolazione elettronica potenza RF
4. Inserzione SCA
5. Selettore ingressi stereo - mono
6. Presa per cuffia
7. Monitor B.F.
8. Monitor R.F.
9. Soglia limitatore
10. Attenuatore d'ingr. mono continuo
11. Attenuatore d'ingresso mono a passi
12. Strumento multifunzione
13. Selettore frequenza a 5 cifre
14. Regolazione livello SCA
15. Regolazione livello stereo (multiplex)

CARATTERISTICHE SALIENTI: Sintesi di frequenza diretta, stabilità 0,25 p.p.m. (25 HZ). / Assenza di spurie / Distorsione in stereo 0,1%, con S/N 70 dB / Possibilità di sincronizzazione / Telecomando / Generatore SCA e stereo incorporato

broadcasting by
itelco COSTRUZIONI ELETTRONICHE

PIAZZA FEBEI, 3 — 05018 ORVIETO (TR) TELEFONO (0763) 32370 - 32371

Collaboratori: Gherardo Capitani, Anello Fazzi, De Lorenzo SpA, Salvatore Damino, Marino Miceli, Giulio Melli, Gianosvaldo Fadin

Direttore responsabile: Amedeo Piperno

Redazione: Nello Alessandrini, Amedeo Piperno
Impaginazione: a cura dell'Ufficio Grafico della Faenza Editrice

Direzione - Redazione - Uff. Vendite: Faenza Editrice S.p.A., Via Firenze 60/A - 48010 Errano - Faenza - Tel. 0546/43120

Pubblicità - Direzione: Faenza Editrice S.p.A. - Via Firenze 60/A -48010 Errano - Faenza - Tel. 0546/43120

Agenzia di Milano: C.so Lodi 109/1 - Tel. 02/5390165

Spagna: Agenzia Faenza Editrice S.p.A. - Calle Navarra 85/7 - Castellón de la Plana - Tel. 964/216570

Materiali e istruzioni per le scatole di montaggio: Amedeo Piperno c/o Faenza Editrice - Via Firenze 60/A - 48018 Faenza

Pubblicazione registrata presso il Tribunale di Ravenna, n. 641 del 10/10/1977. Pubblicità inferiore al 70%.

Un fascicolo L. 2.000 (arretrati 50% in più).
Abbonamento annuo (11 numeri) L. 20.000

Pubblicazione associata all'USPI
(Unione Stampa
Periodica Italiana)

Elettronica Viva è principalmente diffusa in edicola e per abbonamento. Questa rivista è destinata a: Capi tecnici e tecnici laboratori per assistenza tecnica - Titolari e tecnici laboratori di riparazione Radio TV elettronica - Scuole e personale insegnante della formazione professionale - Associazioni di categorie tecnici Radio TV elettronici - Case produttrici di Radio TV e prodotti elettronici - Case produttrici di componenti - Distributori commerciali di prodotti elettronici - Stazioni emittenti private Radio TV - Impiantisti, Artigiani - Hobbisti, CB, OM.

Stampa: Litografica Faenza - Faenza (RA)

Via Firenze 60/A
48018 FAENZA (RA)
Tel. 0546/43120
Cas. Post. 68

SOMMARIO

PRINCIPIANTI MATEMATICA

a cura di Nello Alessandrini

DIVISIONE DI POLINOMI

Divisione di un polinomio per un monomio

Per dividere un polinomio per un monomio basta applicare la proprietà distributiva come per la divisione algebrica tradizionale.

$(A + B + C) : Y = (A : Y) + (B : Y) + (C : Y)$

Per dividere un polinomio per un monomio basta dividere ciascun termine del monomio per il polinomio e sommare poi i quozienti parziali ottenuti.

Ad esempio:

$(18a^2b^3 + 9a^4b^5 - 15a^3b^3) : (3ab) =$

$(18a^2b^3) : (3ab) + (9a^4b^5) : (3ab) + (-15a^3b^3) : (3ab) =$

$= 6ab^2 + 3a^3b^4 - 5a^2b^2$

La divisione, comunque, è possibile solo se ogni termine del polinomio è divisibile per il monomio. Se un termine del polinomio non è divisibile rimane indicato come frazione $(\frac{A}{Y})$.

Ad esempio:

$(2a^2b^3c^4 + 12a^2b^3c^4 + 15a^5b^2) : (3abc^2) =$

$= \frac{2}{3} ab^2c^3 + 4ab^2c^2 +$

$\frac{15a^5b^2}{3abc^2} = \frac{2}{3} ab^2c^3 + 4ab^2c^2 + \frac{5a^4b}{c^2}$

Divisione di due polinomi

Come primo esempio immaginiamo un polinomio con una sola lettera (ad esempio la a) a potenza decrescente. Se la potenza non è decrescente si spostano i vari termini. Il divisore naturalmente avrà potenza inferiore al dividendo. Ad esempio:

$(15a^3 + 12a^5 + 17a^4 + 6a^2 + 10) : (3a + 2)$

Mettiamo prima in ordine decrescente le potenze di a.

$(12a^5 + 17a^4 + 15a^3 + 6a^2 + 10) : (3a + 2)$

Eseguiamo ora una vera e propria divisione considerando il 1° termine del dividendo ($12a^5$) con il 1° termine del divisore ($3a$). Avremo così:

$(12a^5) : (3a) = 4a^4$

Questo è il 1° termine del quoziente.

$12a^5 + 17a^4 + 15a^3 + 6a^2 + 10$	**$3a + 2$**
	$4a^4$

Il quoziente trovato lo si moltiplica per ogni termine del divisore e i prodotti ottenuti si sommano (dopo averli cambiati di segno) al dividendo. Il resto sarà:

$12a^5 + 17a^4 + 15a^3 + 6a^2 + 10$	$3a + 2$
$-12a^5 - 8a^4$	$4a^4$
$0 + 9a^4 + 15a^3 + 6a^2 + 10$	

Si divide (come all'inizio) il 1° termine del resto parziale ($9a^4$) con il 1° termine del divisore ($3a$) e si avrà:

$(9a^4) : (3a) = 3a^3$

Questo è il 2° termine del quoziente. Tale termine lo si moltiplica per ogni termine del divisore e i prodotti ottenuti si sommano (dopo averli cambiati di segno) al 1° resto parziale. Il 2° resto parziale sarà:

$12a^5 + 17a^4 + 15a^3 + 6a^2 + 10$	$3a + 2$
$-12a^5 - 8a^4$	$4a^4$ + **$3a^3$**

$$9a^4 + 15a^3 + 6a^2 + 10$$
$$-9a^4 - 6a^3$$

$$0 + 9a^3 + 6a^2 + 10$$

Si divide ancora il 1° termine del 2° resto parziale per il divisore fino alla fine.

$$12a^5 + 17a^4 + 15a^3 + 6a^2 + 10$$
$$-12a^5 - 8a^4$$

$$+9a^4 + 15a^3 + 6a^2 + 10$$
$$-9a^4 - 6a^3 \qquad 3a + 2$$

$$+9a^3 + 6a^2 + 10 \qquad 4a^4 + 3a^3 + 3a^2$$
$$-9a^3 - 6a^2$$

$$10$$

La divisione è completata. Il quoziente è $4a^4 + 3a^3 + 3a^2$ e il resto è 10. Può anche capitare di avere per resto zero oppure un polinomio inferiore al divisore. Quando ci troviamo di fronte a un polinomio con più lettere si ordina secondo una lettera.
In questo caso è comoda la lettera **a**. Si procede nel solito sistema:

$$32a^4b^3 + 60a^3b^2 + 37a^2b + 20ab + 15a + 25$$
$$-32a^4b^3 - 40a^3b^2$$

$$20a^3b^2 + 37a^2b + 20ab + 15a + 25$$
$$-20a^3b^2 - 25a^2b \qquad 4ab + 5$$

$$12a^2b + 20ab + 15a + 25$$
$$-12a^2b \qquad - 15a$$

$$20ab \qquad 25$$
$$-20ab \qquad -25$$

Questa volta il resto è zero e si può affermare che il 1° polinomio è divisibile per il 2°.

Divisibilità di un polinomio per un binomio di 1° grado

Premesso che un binomio di 1° grado può essere $x - a$, oppure $x + a$, dove **x** è la parte letterale e **a** un numero, eseguiamo una verifica. Dividiamo il polinomio ordinato e completo rispetto alla lettera b (la nostra x) con il binomio $b - 2$, dove il termine -2 è equivalente alla lettera $-a$.

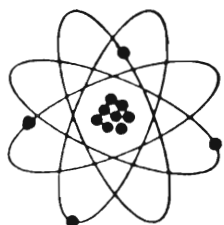
$$(3b^3 - 2b^2 - 3b - 10) : (b - 2)$$

Per sapere se si ottiene una divisione perfetta (con resto zero) è sufficiente sostituire il numero -2 cambiato di segno (cioè $+2$) alle lettere b del polinomio. Il numero -2 corrisponde alla lettera del binomio di 1° grado. Se dalla sostituzione di $+2$ con le lettere b si ottiene risultato zero il polinomio è divisibile per $(b - 2)$.

$$3 \cdot (+2)^3 - 2(+2)^2 - 3(+2) - 10 =$$
$$= 3 \cdot 8 - 2 \cdot 4 - 3 \cdot 2 - 10 =$$
$$= 24 - 8 - 6 - 10 =$$
$$= 24 - 24 = 0$$

Se non viene zero il numero ottenuto rappresenta il resto della divisione.

$$(3b^3 - 2b^2 - 3b - 5) : (b - 2) =$$
$$= 3 \cdot 2^3 - 2 \cdot 2^2 - 3 \cdot 2 - 5 =$$
$$= 24 - 8 - 6 - 5 = 5$$

Il resto della divisione è dunque il 5.

PRINCIPIANTI TEORIA

a cura di Nello Alessandrini

Dopo una lunga parentisi sui semiconduttori (indispensabile per non abbandonare i principianti alla mercè della sola elettrotecnica ma iniziarli allo studio dei semiconduttori e quindi renderli atti ad esaminare i circuiti sempre più complessi) riprendiamo il discorso sull'elettrotecnica prendendo in esame il magnetismo, l'elettromagnetismo e i circuiti ad essi relativi. L'esame di tali argomenti non sarà "super approfondito" ma servirà come base di partenza a quanti vorranno poi proseguire da soli con l'aiuto di testi specifici.

Magnetismo

La capacità di un corpo di attrarre altri corpi viene definita magnetismo.
I corpi che attraggono si chiamano magnetici; i corpi attratti si chiamano sostanze magnetiche o paramagnetiche. Esistono pure corpi che non vengono attratti e che prendono il nome di diamagnetici. Al primo gruppo (magnetici) appartengono il ferro, l'acciaio, il nichel, ecc. ... ; al secondo gruppo appartengono l'alluminio, il vetro, il piombo, il rame, ecc. ... Se un materiale magnetico non perde mai le sue proprietà viene detto magnete permanente o calamita, se invece, dopo un certo tempo, perde questa caratteristica viene detto magnete artificiale o temporaneo. Al primo caso appartiene la magnetite, al secondo l'acciaio, il ferro dolce e altri. Qualunque tipo di magnete, sia esso permanente o temporaneo, possiede due poli ben distinti che si indicano con NORD e SUD. Come già per le cariche elettrostatiche, poli di uguale segno tendono ad allontanarsi, mentre poli di segno opposto tendono ad avvicinarsi. Altra caratteristica propria dei corpi magnetici è quella di avere sempre due poli distinti anche in caso di rottura del magnete in tanti piccoli pezzi. Questo ci dimostra che in pratica la sostanza magnetica è fatta di tanti piccoli magnetini ciascuno con due poli distinti la cui grandezza minima arriva fino all'atomo.

Fig. 1

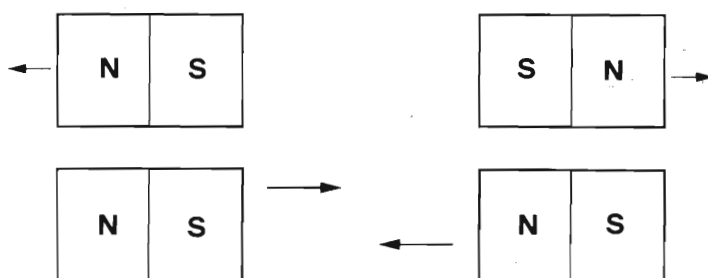



Fig. 2

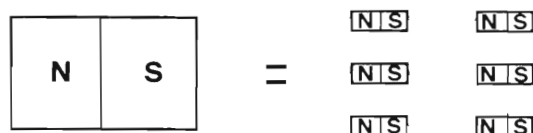
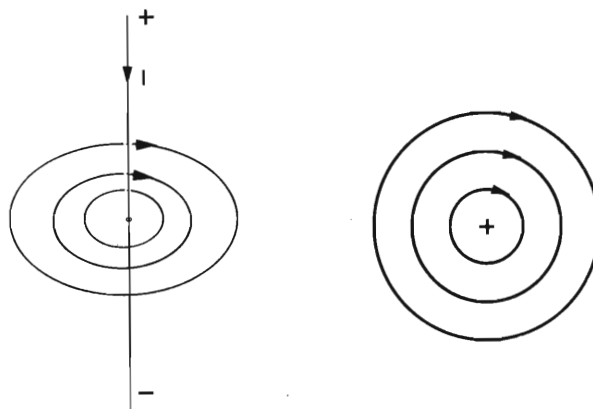



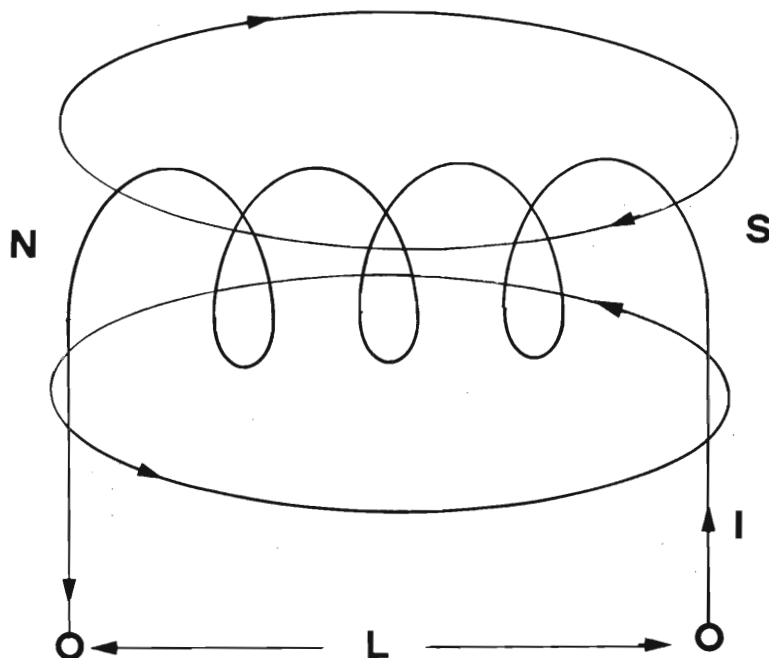
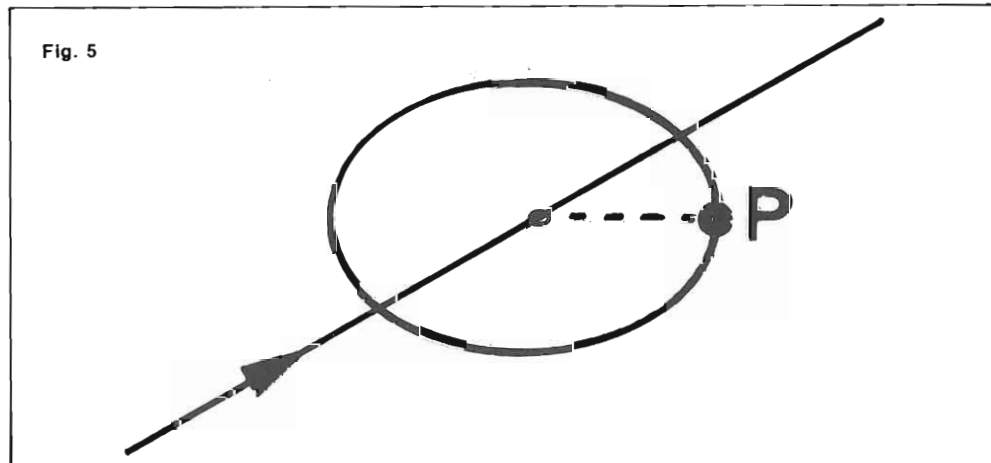
Fig. 3

Effetto magnetico della corrente

Quando un conduttore (filo) elettrico viene attraversato da una corrente genera tante linee di forza magnetiche (il concetto di linee di forza è identico al campo elettrico) tutte perpendicolari al conduttore (fig. 3). Immaginando di entrare lungo il filo il verso delle linee di forza è orario. Come promemoria si immagina di avvitare un cavatappi lungo il filo come per farlo entrare in un tappo e si considera che per questa operazione è necessario ruotarlo in senso orario, ossia verso destra. Questa regola viene chiamata del cavatappi o di Ampere. Nella fig. 3 è indicato con "+" il punto di entrata della corrente e con "—" il punto di uscita. Da quanto detto viene intuitivo comprendere come vi sia stretta analogia col magnetismo. Infatti se le linee di forza generate dalla corrente attraversano un pezzo di ferro dolce, anche quest'ultimo viene magnetizzato.

Campo magnetico

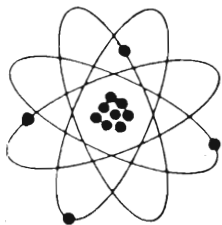
Se il conduttore attraversato da corrente, anziché essere rettilineo viene avvolto come da fig. 4 (per fare ciò è sufficiente avvolgere il filo su un corpo cilindrico e poi sfilarlo) le linee di forza cambiano aspetto e il solenoide (così si chiama) diventa una vera sorgente di campo magnetico. Si definisce campo magnetico lo spazio (nel nostro caso attorno al solenoide) attraversato dalle linee di forza.
Per determinare le polarità del solenoide si immagina di appoggiare il palmo della mano destra sulle spire (così si definisce un giro di filo) con il pollice rivolto verso il senso della corrente e si indica questa direzione come NORD. Questa regola è detta della mano destra di Fleming. Dalla fig. 4 si nota pure che le linee di forza escono dal Nord ed entrano nel sud. Come detto il solenoide si comporta come un magnete la cui potenza dipende dalla corrente (I) che lo attraversa, dal numero delle spire (N) di cui è composto e dalla sua lunghezza. Si definisce Tensione Magnetica o Forza Magnetomotrice (F) il prodotto N. I e lo si misura in Amperspire (Asp). Si definisce forza magnetica (H) del campo magnetico che esiste all'interno il rapporto fra la tensione magnetica e la lunghezza del solenoide.

$$H = \frac{N \cdot I}{L}$$

Dalla formula si può notare che maggiore è la lunghezza del solenoide e minore è la sua forza magnetica. La cosa è abbastanza logica se si pensa che lo stesso numero di spire e la stessa corrente che esistono in un solenoide corto producono una intensità di campo maggiore che in un solenoide (con le stesse spire e la stessa corrente) allungato. L'intensità del campo H si misura in Amperspire su metro (Asp/m). Nel caso di un filo rettilineo (fig. 5) il campo magnetico di un qualunque punto è direttamente proporzionale alla corrente che attraversa il filo e inversamente proporzionale alla lunghezza delle linee di forza. Poiché le linee di forza di un campo magnetico prodotto da un filo percorso da corrente sono circolari, la distanza di un punto qualunque "P" è uguale al raggio. Avremo così:

$$H = \frac{I}{2\pi r}$$

Questa regola è conosciuta come la legge di BIOT SAVART.

Fig. 4

Fig. 5

PRINCIPIANTI PRATICA

a cura della Ditta DE LORENZO S.p.A. di ROZZANO (MI)

Il concetto di elettromagnetismo visto nella parte teorica ci permette di esaminare meglio la funzione relè, ossia un sistema in grado di magnetizzarsi al passaggio di corrente e attirare un contatto. Ma vediamo meglio il tutto servendoci delle fig. 1 e 2.
In fig. 1 è presente un solenoide L vicino ad un supporto X (nella pratica il solenoide è avvolto sul supporto). Non esiste passaggio di corrente perché P_1 non è premuto; in questo modo abbiamo A collegato a B e B scollegato da C.
Il primo contatto (A-B) si chiama normalmente chiuso (N.C) il secondo contatto (B-C) normalmente aperto (N.A). Essendo ovvio che i contatti sono riferiti ad un punto comune (B) si suole indicare A come normalmente chiuso, B come comune e C come normalmente aperto. Il concetto normalmente è inteso per un relè non attraversato da corrente. Nella fig. 2 è

Fig. 1

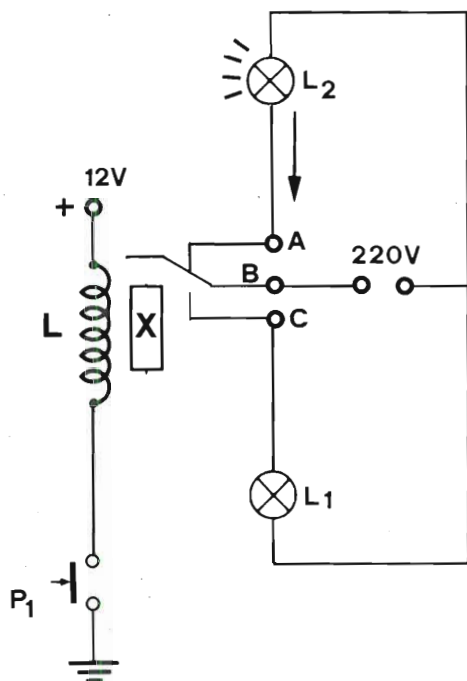



Fig. 2

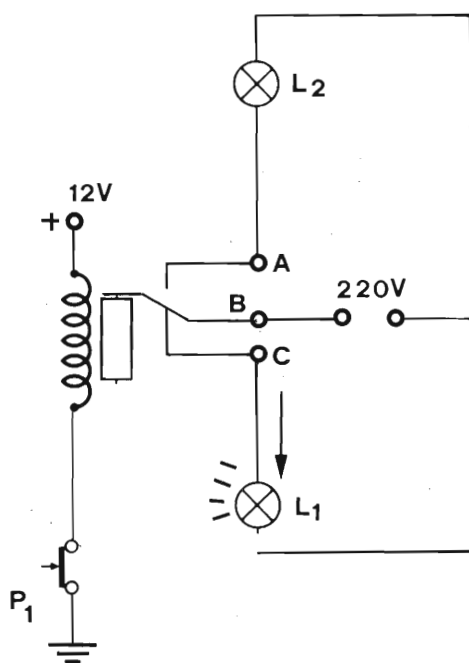
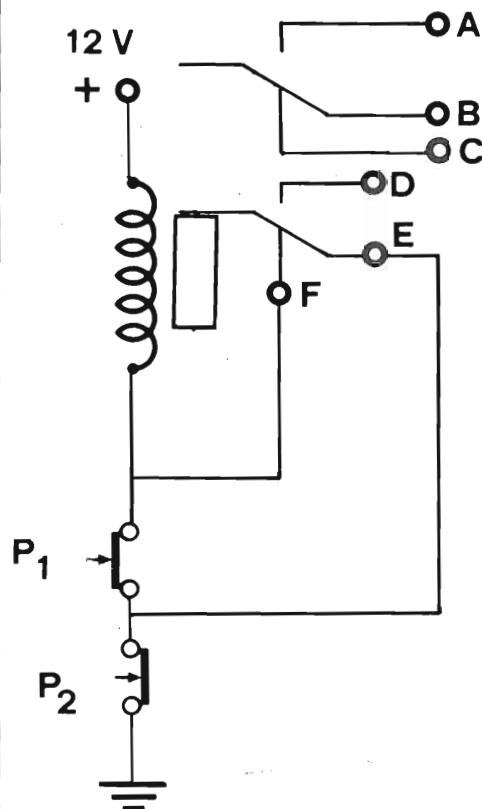



Fig. 3

stato premuto il pulsante P_1 e quindi si ha un passaggio, attraverso il solenoide (bobina), della corrente. Il supporto si magnetizza e attira il contatto B favorendo il suo distacco da A e unendolo a C. In questo modo viene a mancare corrente a L_2 e viene alimentata L_1. Ritornando a lasciare P_1 si ritorna alla figura di destra e alla smagnetizzazione del supporto. In casi come questo è intuitivo che occorre avere per il supporto X un materiale che si magnetizzi e smagnetizzi velocemente.

Autoritenuta

Se si realizzano le fig. 3 e 4 ci si trova alla presenza di una autoritenuta. In fig. 3 abbiamo P_1 aperto e P_2 chiuso e il relè diseccitato. Lo scambio ABC è quello destinato a commutare il carico (L_1 e L_2 di fig. 1), lo scambio DEF provvede alla autoritenuta. Se si preme P_1 (fig. 4) il relè si eccita e i contatti E - F chiudendosi simulano un secondo pulsante in parallelo a P_1.
Quando si rilascia P_1 il relè rimane eccitato perché i contatti E - F sono chiusi. Per diseccitare il relè occorre premere P_2.

Fig. 4

GIA' INTRODOTTI TEORICO-PRATICO

a cura di Gianosvaldo Fadin

TTL

1.1 - Impedenze di ingresso e di uscita

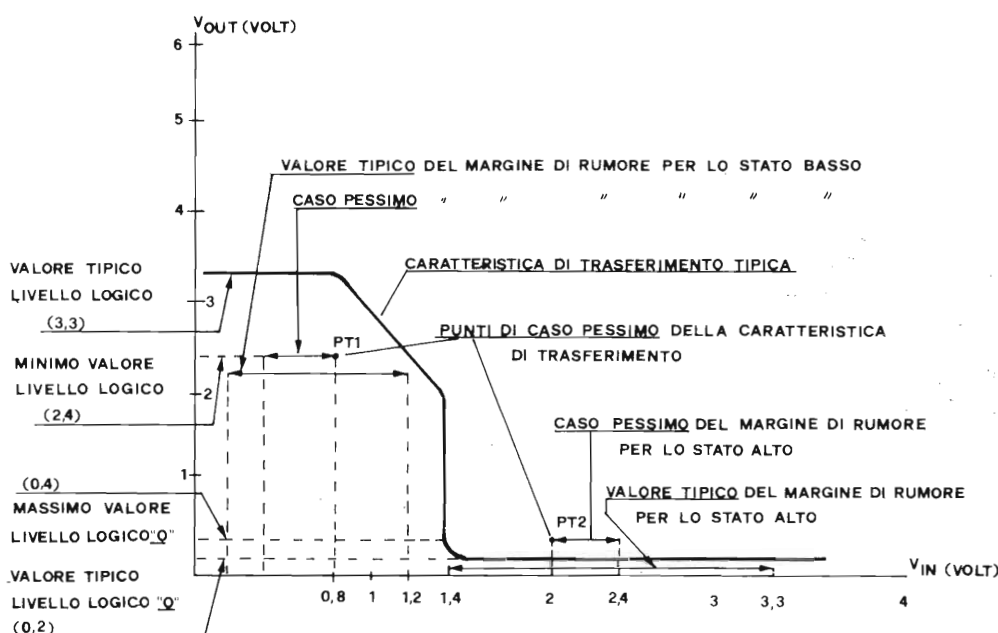
Impedenza di ingresso

Vin > 2 Volt : Alta Impedenza
—0,5 < Vin < + 1 : 4K
Vin < — .5 Impedenza molto bassa

Nota: E' consentito applicare ad una porta TTL una Vin negativa solo nel caso che la porta possieda i diodi CLAMP sugli ingressi.

Impedenza di uscita

Stato basso - Bassa impedenza (≅8Ω)
Stato alto - Bassa impedenza (≅30Ω, il valore varia con il tipo di stadio di uscita usato).

Nota: Come si vede dal grafico in casi di uscita sovraccarica i transistori di uscita non riescono a rimanere in saturazione: si ha anche possibilità di distruzione dal dispositivo, data l'alta potenza di dissipazione.

	TTL N-H	TTL LP	TTL S
Valore massimo della tensione con uscita BASSA-VOL max	0,4	0,3	0,5
Valore minimo della tensione con uscita ALTA-VOH min.	2,4	2,4	2,5
Valore massimo della tensione con ingresso BASSO-VIL max	0,8	0,7	0,8
Valore minimo della tensione con ingresso ALTO-VIH min	2,0	2,0	2,0

N - Normale; H - Alta velocità; LP - Low Power; S - Schottky.

1.2 - Livelli di tensione all'ingresso e all'uscita

La tabella riporta i valori limite garantiti nelle condizioni peggiori di temperatura e alimentazione.

Nota 1 - Vol, Voh sono valori forniti dall'uscita: Vil, Vih sono valori da applicare agli ingressi per avere corretti valori in uscita.

Nota 2 - La tabella usa come unità di misura il Volt. Il coefficiente di temperatura per Von, Vil, Vin vale circa —4mV/°C.

1.3 - Correnti in ingresso e in uscita

Iil = Corrente che esce dall'ingresso in condizioni di livello BASSO (max 0,4 Volt) - valore tipico 1,6 mA (per TTL N ed H).
Iih = Corrente che entra nell'ingresso in condizioni di livello ALTO (2,0 Volt)

tale corrente è la corrente di LEAKAGE della giunzione E/C dal transistore di ingresso - valore tipico 40 μA (per TTL N ed H).
Iol = Corrente che entra nell'uscita senza che venga superato VOL max - valore tipico 16 mA (per TTL N ed H).
Ioh = Corrente fornita dall'uscita senza scendere al disotto di VON min - Valore tipico 800 μA (per TTL N ed H).

1.4 - FAN-IN FAN-OUT

Per semplificare le regole di interconnessione e le specificazioni fornite dal costruttore, le correnti precedentemente trattate sono state normalizzate facendo uso della unità di carico TTL (U.L).

Stato alto 1 U.L. = 40 μA
Stato basso 1 U.L. = 1,6 mA

Si definisce ingresso TTL STANDARD un ingresso che sia caratterizzato sia nello stato ALTO sia nello stato BASSO da I_{in_S} = 1 U.L.

$$\text{FAN-OUT} = \frac{Io}{Iin_S}$$

dove:
Iin = corrente relativa all'ingresso con-STANDARD.
Io = corrente relativa all'uscita considerata.
Il FAN-OUT è il numero di ingressi standard che può pilotare una uscita TTL.

$$\text{FAN-IN} = \frac{Iin}{Iin_S}$$

dove:
Iin = corrente relativa all'ingresso con siderato
Iin_S = corrente relativa all'ingresso STANDARD

Il FAN-IN è il numero di ingressi standard a cui corrisponde l'ingresso considerato.
L'interconnessione tra una uscita e più ingressi è corretta quando il FAN-Out dell'uscita è ≥ alla somma dei FAN-IN degli ingressi ad essa collegati.

1.5 - Limitazioni relative alla alimentazione e alla temperatura

Valore nominale di alimentazione + 5 Volt
Le caratteristiche stabilite dalle norme COMMERCIALI sono garantite se:

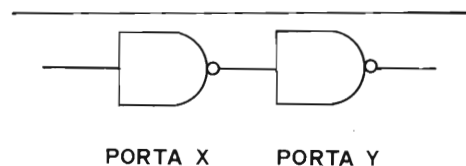
V_{CC} = 5 Volt ± 5%

CAMPO TEMPERATURA AMBIENTE = 0 ÷ 70 °C
Le caratteristiche stabilite dalle norme MILITARI sono garantite se:

V_{CC} = 5 Volt ± 10%

CAMPO TEMPERATURA AMBIENTE = —55 ÷ +125°C

1.6 - Margine di rumore

$$Vnr = Vout_X - Vin_Y$$

dove:
Vnr = margine di rumore.
$Vout_X$ = tensione in uscita dalla porta X
Vin_Y = tensione in ingresso alla porta Y in grado di garantire all'uscita il livello corretto richiesto.

CARATTERISTICA DI TRASFERIMENTO TIPICA DI UNA PORTA TTL

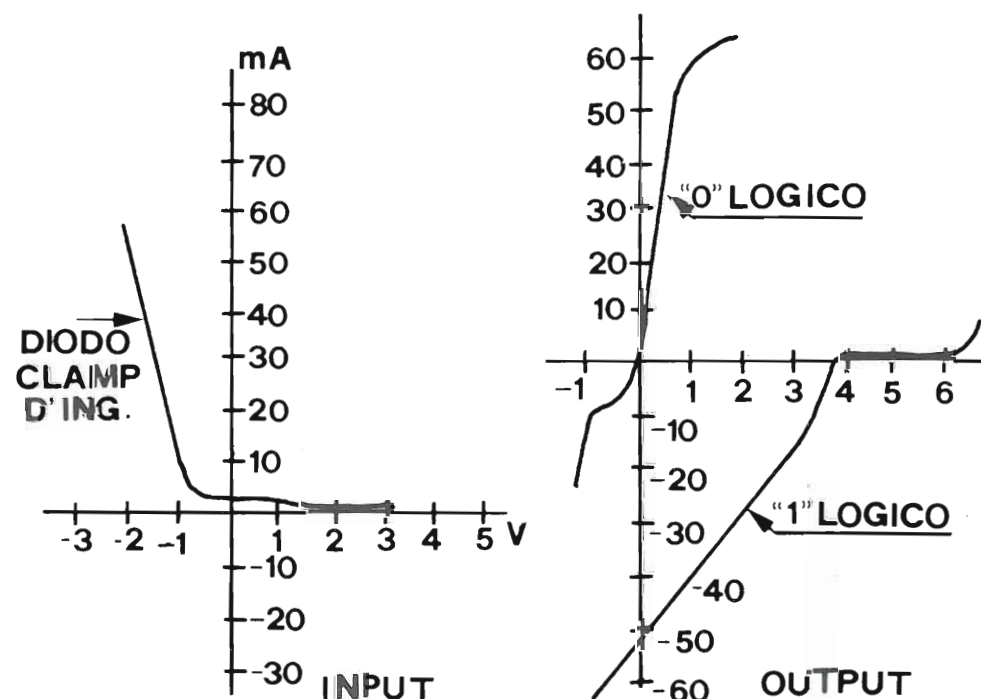
Nota: tali valori sono da considerarsi validi per una porta avente la caratteristica di trasferimento tipica.
In tabella sono riportati i livelli logici nelle condizioni peggiori ammesse dai quali si possono ricavare i seguenti margini di rumore DC nel caso peggiore:

Vnr_h = 400 mV;
Vnr_l = 400 mV per TTL 74, 74H
Vnr_h = 700mV;
Vnr_l = 300mV per TTL 74S.

1.7 - Caratteristiche TTL

Considerazioni sull'impiego in sistemi fisici

74 L	45 cm
74 N	45 cm
74 H	23 cm
74 S	18 cm

Interconnessioni su C.S.
La tabella riporta la lunghezza massima accettabile per una pista di c.s. di interconnessione tra una USCITA e un INGRESSO considerando di utilizzare

	74/54 74H/54H	74L/54L	74S	54S
Von	2,4	2,4	2,5	2,7
Vol	0,4	0,3	0,5	0,5
Vin	2,0	2,0	2,0	2,0
Vil	0,8	0,7	0,8	0,8

il supporto in vetroresina epossidica con E_r = 4,7.
Connessioni di maggiore lunghezza possono comportare riflessioni e risonanze che degradano le caratteristiche del sistema.

1.8 - Disaccoppiamento

Su ogni C.S. debbono essere utilizzate capacità di disaccoppiamento per l'alimentazione. Tali capacità, che debbono presentare eccellenti caratteristiche R.F., hanno un valore compreso tra 0,01 ÷ 0,1 μF.
E' opportuno che i reofori siano più corti possibile.
Il rapporto numerico consigliato è il seguente:

1 - Condensatore ogni 5÷10 I.C. TTL tipo N
1 - Condensatore ogni 5 I.C. TTL tipo H-S.
1 - Condensatore ogni circuito di tipo bistabile.

E' consigliabile inoltre un condensatore al TANTALIO da 2 ÷ 20 μF per ogni circuito stampato.

1.9 - Distribuzione alimentazione

E' opportuno che la tensione di alimentazione e il relativo ritorno, siano distribuite con una linea BUS o ancor meglio con piani di alimentazione (MULTILAYER). I loop di alimentazione sono da eliminare a meno che non approssimino i piani di alimentazione.

Ingressi non utilizzati

Non è consigliabile lasciare non connessi gli ingressi inutilizzati, poiché, se pur tali ingressi si portino spontaneamente a LIVELLO 1, essi sono una ottima antenna per i disturbi (vedi nota 2).
Poche centinaia di milliVolt sono sufficienti per causare, a torto, la commutazione in una porta lasciata con l'ingresso FLOTTANTE.
Le soluzioni sono:

— Connettere gli ingressi non usati e ingressi usati della stessa porta (ciò varia solo il FAN-IN a livello ALTO lasciando inalterato quello a livello BASSO).
— Connettere gli ingressi non usati alla MASSA o a V_{CC} a seconda delle necessità circuitali ricordando che è possibile collegare direttamente gli ingressi a MASSA, mentre è utile usare una resistenza limitatrice verso V_{CC} (1K permette di collegare 50 ingressi standard).
— Connettere gli ingressi all'uscita di una porta non usata e forzata permanentemente a livello ALTO.

Nota 1: E' consigliabile forzare sempre a livello ALTO le porte NON USATE per diminuire la dissipazione.

Nota 2: Il fatto di dover lasciare un ingresso flottante dipende dal tipo di porta. Es:

0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

Se lascio un ingresso flottante (cioè a "1") l'uscita sarà sempre zero qualunque sia l'altro ingresso.

ESPERTI TEORIA

a cura di G. Capitani

IMPIANTI COLLETTIVI DI ANTENNA

All'inizio delle trasmissioni televisive, gli utenti erano pochissimi, quindi chi acquistava il televisore provvedeva anche alla installazione della propria antenna. Oggi gli utenti si sono moltiplicati al punto che in ogni famiglia c'è uno o più televisori. Alla luce della nuova realtà, in fabbricati dove ci sono molte famiglie, non conviene più installare l'antenna singola, perché si formerebbero sui tetti delle selve di antenne che oltre ad essere antiestetiche, si influenzerebbero negativamente a vicenda.
La soluzione più conveniente allora è l'antenna collettiva, con la quale gli utenti sono meglio serviti con una minor spesa. L'antenna collettiva presenta nella sua installazione delle difficoltà maggiori, però se viene effettuata da tecnici competenti, e con una strumentazione appropriata tali difficoltà vengono facilmente superate.
Per la sua corretta realizzazione possono valere le seguenti considerazioni pratiche.

Antenne

Per la ricezione di ogni programma televisivo, è sufficiente una sola antenna, salvo casi particolari in cui è necessario mettere in opera due antenne opportunamente accoppiate. Nelle bande quarta e quinta è possibile usare una sola antenna a larga banda per la ricezione di più canali.
Stabilito il numero di antenne che si vogliono installare (ciò dipende dai canali ricevibili) esse vengono fissate provvisoriamente ad un palo di sostegno alla distanza minima di un metro una dall'altra. Prima del fissaggio definitivo si deve misurare l'intensità del segnale mediante un misuratore di campo per verificare l'esatto orientamento, e la purezza del segnale tramite lo stesso misuratore se provvisto di monitor o con un televisore; questa seconda operazione è indispensabile nelle zone dove si sospetta la presenza di segnali riflessi. Le antenne debbono essere ad elevato guadagno con un forte rapporto avanti/dietro, e possibilmente in ottica col trasmettitore.
Se il sostegno (palo) è oltre tre metri fuori dal tetto, o anche meno in zone particolarmente ventose, si deve provvedere al suo ancoraggio, mediante almeno tre "cavi controvento" disposti a 120° fra di loro, e fissati saldamente a parti murarie: non sono adatti a questo scopo camini, grondaie ecc.
Il complesso di antenne ed il palo di sostegno vanno collegati a terra tramite un conduttore di rame della sezione di 10 mm^2 se in vista e di 16 mm^2 se in tubo di protezione. Il conduttore deve essere il più corto possibile, non presentare piegature ad angolo vivo e ancoraggi a materiale infiammabile.
Effettuata l'operazione suddetta, si provvede a collegare tramite cavo coassiale le singole antenne al centralino, per il quale si deve scegliere un locale il più vicino possibile alle antenne ed in posizione centrale rispetto al fabbricato. La collocazione deve avvenire in un luogo asciutto, ben ventilato e lontano da sorgenti di calore: non è permesso usare a tale scopo il locale macchine dell'ascensore.
Il centralino è formato dall'insieme degli amplificatori, alimentatori, miscelatori e partitori di segnali per le colonne di discesa. Tutto questo complesso deve essere collegato elettricamente a terra: si può usare a tale scopo la terra dell'antenna.

Amplificatori

Sono preferibili amplificatori ad un solo canale, perché quelli a larga banda, oltre ad avere un maggior rumore, presentano spesso fenomeni di intermodulazione molto dannosa specialmente nelle ricezioni a colori. Il guadagno che essi debbono presentare dipende dal numero di prese e dall'intensità del segnale di entrata.
Le norme in vigore stabiliscono che per tutte le prese, il segnale di ogni canale non deve essere inferiore a 1000μV e superiore a 15 mV misurati su 75 Ohm. Si ricordi che se il segnale è misurato su una impedenza caratteristica di 300 Ohm il suo valore deve essere il doppio.
E' preferibile usare amplificatori muniti di C.A.G. per avere in uscita segnali di ampiezza costante anche se all'entrata il segnale cambia di intensità. Si evitano così fenomeni di intermodulazione dovuti ad un eccessivo segnale di uscita.
Quando i canali ricevuti sono due o più si deve effettuare l'equalizzazione degli stessi per fare in modo che alle singole prese tutti i canali ricevuti abbiano la stessa intensità. A tale scopo alcuni amplificatori presentano degli attenuatori manuali, che vanno tarati per uguali segnali di uscita.
La soluzione ottimale si ottiene usando un preamplificatore munito di C A G con in cascata un amplificatore di potenza munito di controllo manuale.
Con questo accorgimento gli utenti hanno un segnale costante su tutti i canali anche al variare dei segnali di entrata.

Colonne di discesa

Esse sono realizzate con cavo coassiale (75 Ohm) avente delle perdite non superiori a 18 dB per 100 metri di lunghezza misurata alla frequenza di 500 MHz. Il cavo coassiale si compone di due conduttori concentrici; quello esterno a "calza schermante" viene sempre collegato a massa tramite un cavallotto.
Nell'effettuare questa operazione, non bisogna stringere troppo la vite di fissaggio perché l'ovalizzazione del cavo determina un indesiderato cambiamento di impedenza caratteristica.
Il conduttore interno fa sempre capo ad un morsetto serrafilo.
Alcuni cavi in commercio hanno il conduttore interno smaltato: in questo caso bisogna togliere accuratamente lo smalto per non avere perdite inutili di segnale. Il conduttore di antenna pur essendo schermato va tenuto lontano da linee elettriche; se l'impianto è sottotraccia i tubi destinati a contenere i

cavi non vanno utilizzati per il percorso di altri conduttori. Ricordarsi che le norme vigenti non permettono per le discese di antenna l'uso del vano ascensore.
I tipi di distribuzione alle varie prese possono essere a "catena" Fig. 55a e a nodi Fig. 55b-c. La distribuzione a catena 'e realizzabile quando sono disponibili appartamenti uguali e sovrapposti in modo che le prese siano collegabili con canalizzazioni verticali. La distribuzione a nodi invece è realizzabile quando la discesa si trova nel vano scale.
Nella distribuzione a catena Fig. 55a le prese intermedie presentano un'uscita passante con attenuazione di circa 1,5 db, e un'uscita per la presa TV con attenuazione di 20 db; la separazione fra due utenze è in questo modo di 40 db sufficiente per evitare interferenze fra i vari apparecchi TV. Il terminale di linea è di tipo diverso dalle intermedie perché deve chiudere la linea sulla propria impedenza caratteristica.
Nella distribuzione a nodi Fig. 55b viene installata in corrispondenza di ogni piano una scatola di derivazione prevista per il passaggio della linea, più un numero di derivazioni pari al numero delle prese da servire con una attenuazione di 20 db. La scatola di derivazione terminale deve essere chiusa su una resistenza di appropriato valore per non perdere l'adattamento di impedenza.
In entrambi i casi l'attenuazione fra la presa meglio servita (15 mV) e quella con maggior attenuazione (1 mV) non deve superare i 23 db.

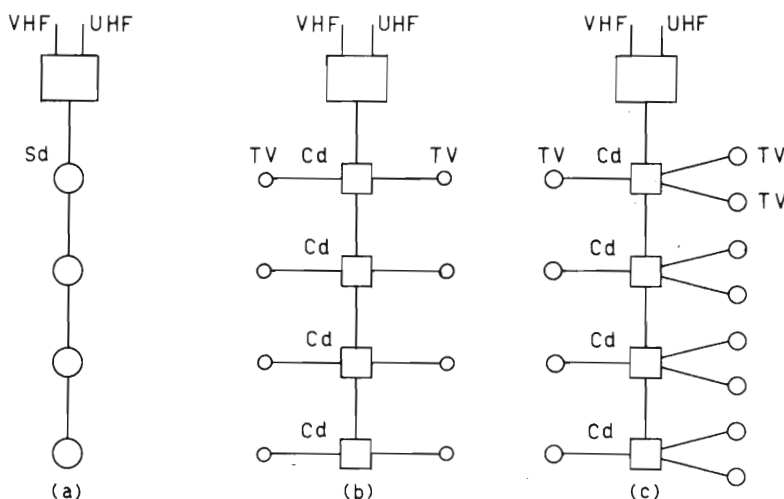
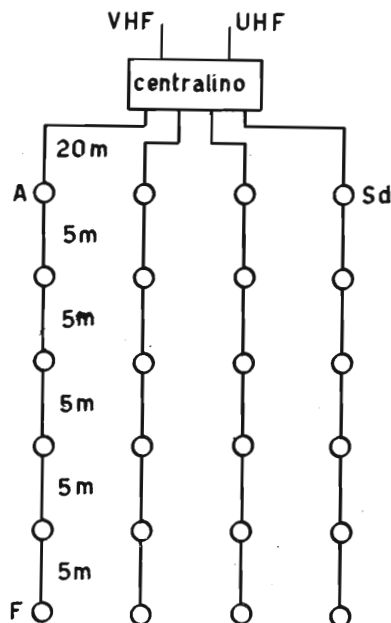
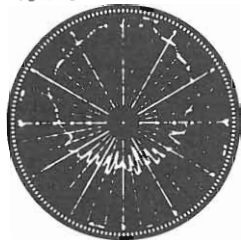
Esempio numerico

Allo scopo di chiarire meglio la progettazione di un impianto di antenna comune a molti utenti vediamo l'esempio che segue.
Si debba progettare un impianto costituito da 24 prese distribuite su quattro colonne da sei prese ciascuna Fig. 56; la banda da ricevere sia la quarta; il cavo di discesa abbia per queste frequenze una attenuazione di 18 db per 100 metri; la presa meno favorita (F) debba avere 2000 μV.
Calcoliamo l'attenuazione fra l'uscita del centralino e la prima presa (A).

— Attenuazione del cavo 20 x 0,18 =	3,6 dB
— attenuazione di uscita	20,0 dB
— attenuazione 1/2 passaggio	0,75 dB
Totale	24,35 dB

Calcoliamo l'attenuazione fra l'uscita del centralino e l'ultima presa (F).

— Attenuazione dovuta al cavo 45 x 0,18 =	8,10 dB
— attenuazione di uscita	20,00 dB
— attenuazione di passaggio 1,5 x 5 =	7,50 dB
— attenuazione 1/2 passaggio (F)	0,75 dB
Totale	36,35 dB

La differenza fra l'attenuazione fra la prima presa e l'ultima è di 36,35 - 24,35 = 12 dB che rientra abbondantemente nella massima differenza concessa (23 db).
Poiché 36,35 db equivalgono a circa 66 volte mentre 24,35 db a 16,5 volte, il centralino deve fornire un segnale massimo di 16,5 x 15 = 247,5 mV ed un segnale minimo di 2 x 66 = 132 mV. Se all'entrata dell'amplificatore abbiamo a disposizione un segnale di 1 mV il guadagno minimo del centralino deve essere di 132 volte pari a 42,5 db. In pratica tale guadagno viene aumentato di qualche db, così per l'esempio si può assumere un valore di 45 db.

ESPERTI AGGIORNAMENTO

a cura di A. Piperno

Corso pratico di montaggio di un televisore a colori

2-Fine

Resta da dire che nel sistema PAL la sua fase rispetto a quella del Burst del sistema NTSC varia da +45° a —45° in sincronismo con l'inversione della fase del segnale Fv. Questo fatto occorre ricordarlo molto bene perché consente al Burst di svolgere il compito di sincronizzare la commutazione del commutatore PAL. Il Burst in definitiva svolge ben quattro funzioni:

— regola l'amplificazione dell'amplificatore di crominanza;
— sopprime all'occorrenza il colore automaticamente;
— regola la frequenza dell'oscillatore della portante di riferimento;
— sincronizza la frequenza di commutazione del commutatore PAL; a tutto questo provvede lo stadio separatore amplificatore del Burst.

Vediamo prima di tutto come separare il Burst dal segnale F. Sappiamo che sia il Burst che il segnale F sono allineati sulla stessa linea zero e sfalsati nel tempo; occorrerà quindi differenziare il livello della linea zero delle oscillazioni del Burst esattamente nell'istante in cui il Burst si presenta ad un circuito "porta" e per la durata che comprenda i 2,8μS di oscillazione del Burst, in tal modo il circuito porta consentirà il passaggio e l'amplificazione soltanto del Burst. Il mezzo più facile e più sbrigativo di differenziare il livello zero è quello di sfruttare l'impulso di ritorno di riga opportunamente elaborato.

Una volta separato il Burst servirà direttamente a generare la tensione di regolazione dell'amplificatore di crominanza ed amplificato convenientemente verrà portato al comparatore di fase che qui rappresenteremo disposto prima di ogni dispositivo ausiliario ma che in pratica potrebbe essere unico per tutti gli stadi. In questo comparatore di fase avviene il confronto tra la fase del Burst e quella dell'oscillatore della sottoportante di riferimento, dal confronto ne scaturirà:

— Una tensione continua di livello variabile che piloterà *il soppressore del colore* (Figura 11).
— Una tensione continua che regolerà la frequenza dell'oscillatore della sottoportante di riferimento (Figura 12).
— Un segnale alternato che tramite il circuito di identificazione sincronizzerà la commutazione PAL (Figura 13).

Fig. 12

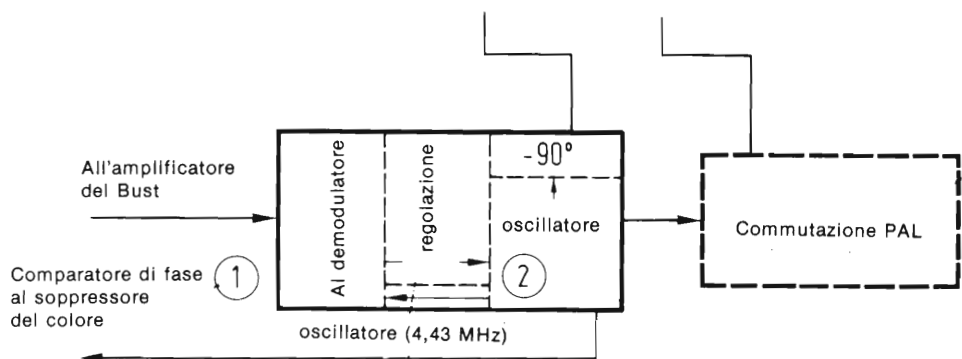
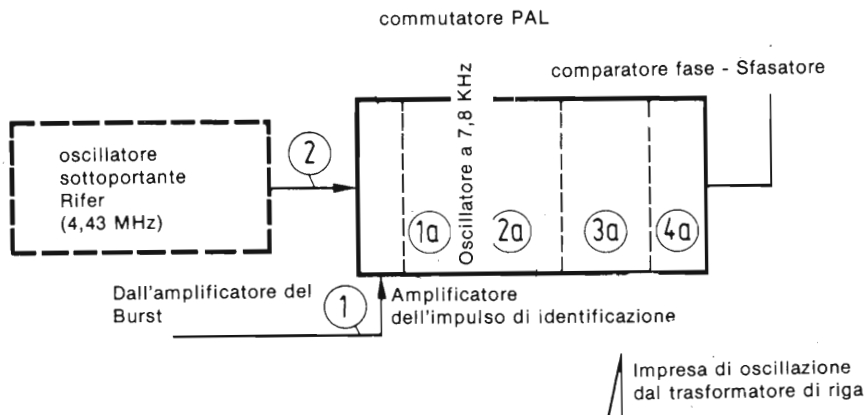



Fig. 13

DESCRIZIONE DELLA PARTE COLORE
(Decodificatore, matrice e finali)

Riprendiamo un momento in esame gli stadi ausiliari del decodificatore, vale a dire, il comparatore di fase, il killer, l'oscillatore della sottoportante di riferimento, il commutatore PAL e rivediamone il funzionamento d'insieme. Il comparatore di fase, vero e proprio cervello coordinatore di questi dispositivi, avuto dallo stadio separatore amplificatore del burst, sua parte integrante, un treno di oscillazioni della durata di 2,8 microsecondi identiche in frequenza e fase a quelle della sottoportante di crominanza (segnale di sincronismo del colore), esegue un confronto di fase, ovviamente soltanto per quel breve attimo in cui lo ha a disposizione, con l'oscillazione continua nel tempo ricavata da un "ritorno" dell'uscita dello stadio oscillatore della sottoportante di riferimento. Da questo confronto operato con un procedimento analogo a quello della rivelazione nei ricevitori radio FM ben nota come "rivelazione a rapporto", trasforma le variazioni di fase via, via riscontrate tra le due oscillazioni in variazioni di ampiezza che vengono sfruttate per controllare sia l'oscillatore della sottoportante di riferimento a 4,43 MHz che deve ripristinare la sottoportante di crominanza soppressa in trasmissione, sia il commutatore PAL che deve operare l'inversione di fase del segnale Fv in sincronia con il commutatore PAL dell'emittente. Questi due "controlli" sono indispensabili per il corretto funzionamento dei "demodulatori sincroni" che devono rivelare i due segnali B-Y ed R-Y. I due controlli operano entrambi sulla sottoportante di riferimento: nel primo caso, come variazione di tensione applicata allo stadio di reattanza connesso all'oscillatore della sottoportante di riferimento, opera una correzione di frequenza per mantenerlo in sincronismo, nel secondo caso, sfruttando l'alternanza di fase del burst applicata in trasmissione, innesca un dispositivo chiamato "oscillatore PAL" che oscilla a 7,8 KHz e determina un impulso di "identificazione" che sblocca all'istante giusto il multivibratore bistabile (flip-flop) che comanda il commutatore PAL per cui l'inversione di fase viene applicata sulla sottoportante di riferimento in perfetta sincronia con quella dell'emittente.

Lo stadio matrice

I due segnali rivelati dai rispettivi demodulatori sincroni sono i segnali "differenza di colore" B-Y ed R-Y. Per ottenere l'informazione cromatica completa ora occorre provvedere a rigenerare il terzo segnale differenza di colore cioè V-Y, quindi procedere alla loro trasformazione nei segnali R, V, B che costituiscono la "pennellata di colore" dell'informazione video. A questo provvede lo stadio matrice. A questo punto occorre distinguere se si tratta di pilotaggio del cinescopio con R, V, B oppure con segnali a differenza di colore.
Nel primo caso dallo stadio matrice usciranno proprio i segnali R, V, B che verranno applicati, previa opportuna amplificazione tramite tre stadi finali di potenza, ai tre catodi separati del cinescopio; nel secondo caso lo stadio matrice si limiterà a ricavare il terzo segnale differenza di colore V-Y; i tre segnali differenza di colore saranno applicati separatamente alle griglie di controllo relative mentre il segnale Y, tramite stadio finale di potenza, verrà applicato contemporaneamente ai tre catodi collegati in parallelo. In tal modo l'operazione di "matrizzazione" verrà completata all'interno del cinescopio. Nei televisori dell'ultima generazione lo stadio matrice è costituito da un circuito integrato.

Stadi finali di potenza

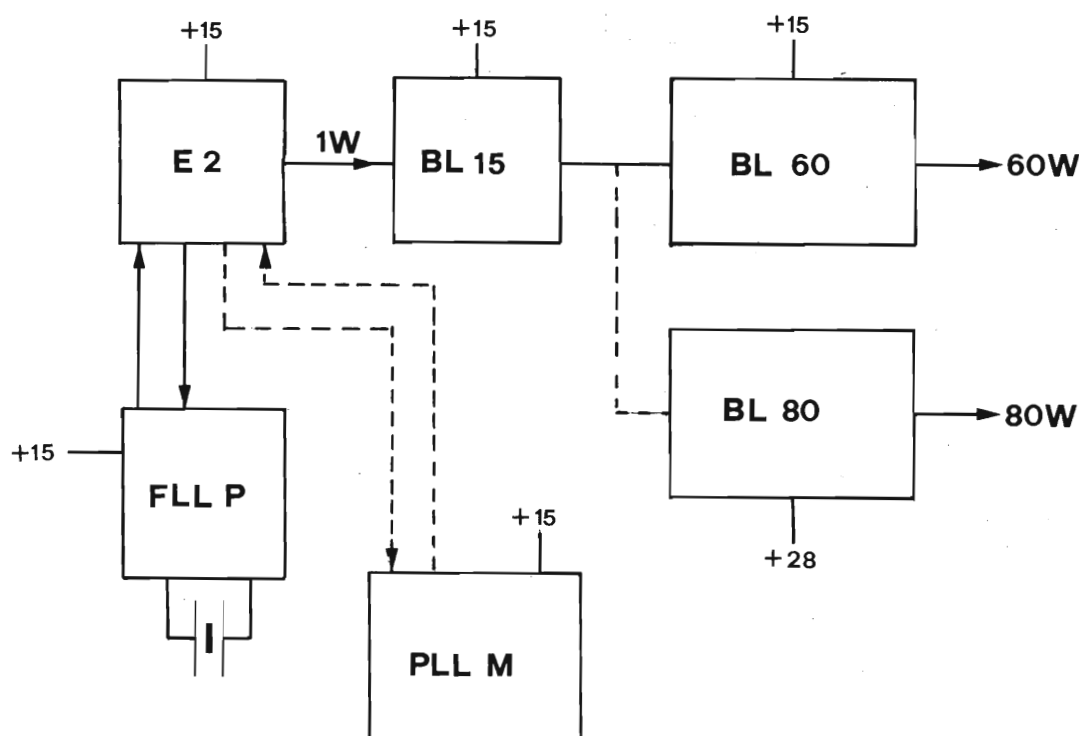
Hanno lo scopo di consentire alle variazioni di tensione (segnali) applicate agli elettrodi di controllo di componenti attivi (transistori di potenza), previa amplificazione e trasformazione in variazioni di corrente, di immettersi nelle correnti di fascio dei rispettivi cannoni ed influenzare (modulare) l'intensità dei pennelli elettronici relativi. I finali veri e propri, trattandosi normalmente di componenti ad elevata dissipazione, vengono provvisti di alette di raffreddamento (dissipatori) per consentire loro di disperdere il calore prodotto e mantenere la temperatura entro i limiti prescritti.
Questi amplificatori sono inoltre provvisti di regolatori per compensare il diverso rendimento dei trasduttori (fosfori) con variazioni di amplificazione differenziate. Questi regolatori vengono quindi impiegati razionalmente nel corso dell'operazione di messa a punto denominata "allineamento al bianco". La regolazione viene effettuata nello stadio pilota e non in quello finale vero e proprio.

Controllo automatico di frequenza tipo FLIP

L'eccitatore E2 descritto nel numero precedente è in grado di fornire in antenna una potenza RF di circa 1 W, ma pur essendo molto stabile, non è certamente confrontabile alla stabilità ottenibile con un oscillatore quarzato. Questa importantissima funzione può venire svolta da due circuiti entrambi con riferimento a quarzo: FLLP o PLLM. Il primo (FLLP) aggancia l'oscillatore in frequenza; il secondo (PLLM) aggancia l'oscillatore in fase.
In questo numero descriveremo il primo tipo e approfitteremo anche per inserire lo schema a blocchi della catena trasmettitrice completa. Nella fig. 1 appare lo schema. L'eccitatore E2 controllato in frequenza dal FLLP (oppure dal PLLM) va a pilotare un amplificatore RF da circa 15W (BL15) il quale a sua volta può pilotare un finale di potenza da 60 W (BL 60) oppure un finale di potenza da 80W (BL 80). Le uscite RF a 60 W o a 80 W andranno poi connesse, con opportuni accorgimenti, all'antenna trasmittente. Ma vediamo in dettaglio lo schema del nostro FLLP.

Circuito elettrico

Il circuito FLLP (fig. 2) ha il compito di agganciare la frequenza dell'oscillatore quarzato (BF 374) di riferimento permettendo variazioni di frequenza dovute alla modulazione (veloci) ma impedendo le derive proprie dell'oscillatore. Il BF 374 costituisce, assieme al quarzo L_1, C_1, C_2 il circuito oscillatore.
L_2 invece, impedisce al quarzo di oscillare su frequenze indesiderate e allo stesso tempo impedisce all'oscillatore di oscillare in assenza del quarzo stesso. La cosa, infatti, sarebbe possibile in quanto il pilotaggio del quarzo è piuttosto "energico". Tramite un LINK si preleva la frequenza così generata e la si invia al pin 8 del mixer doppio bilanciato (CMI) della CIMARRON.
Al pin 1 di CM1, invece, entra una parte del segnale proveniente dal partitore resistivo di fig. 2. L'entrata (punto A) va collegata al pin 3 dell'eccitatore E2, l'uscita (punto B) va appunto al pin 1 del MIXER CM1.
All'uscita (pin 3 e 4) del CM1 abbiamo i segnali somma e differenza dell'oscillatore libero di E2 e dell'oscillatore quarzato di FLLP. Poiché quest'ultimo è fatto oscillare ad una frequenza più alta di 200 KHz rispetto a quella dell'oscillatore di E2 avremo, all'uscita di CM1, una F di 200 KHz.

Fig. 1

CA3011, CA3012

Wide-Band Amplifiers

FEATURES & APPLICATIONS

- exceptionally high amplifier gain: power gain at 4.5 MHz – 75 dB typ.
- excellent limiting characteristics – Input limiting voltage (knee) = 600 μV typ. at 10.7 MHz
- wide frequency capability – 100 kHz to > 20 MHz
- supplied in the hermetic 10-lead TO-5 style package

ABSOLUTE-MAXIMUM VOLTAGE LIMITS AT T_A = 25° C

Indicated voltage limits for each terminal can be applied under the specified voltage conditions for other terminals. All voltages are with respect to ground (Terminal 8).

NOTE: TERMINALS 6, 7, AND 9 OF RCA-CA3011 AND CA3012 ARE USED FOR INTERNAL CONNECTIONS. DO NOT APPLY VOLTAGES OR MAKE EXTERNAL CONNECTIONS TO THESE TERMINALS.

CA3011

TERMINAL	VOLTAGE LIMITS		VOLTAGE CONDITIONS AT OTHER TERMINALS						
			1	2	3	4	5	8	10
1	-3	+3	–	Same as 1	Do Not Apply External Voltage	+2.5 to +7.5	+7.5	Ground	+7.5
2	-3	+3	Same as 2	–		+2.5 to +7.5	+7.5	Ground	+7.5
3	-3	+3	-3 to +3	Same as 1		+2.5 to +7.5	+7.5	Ground	+7.5
4	+2.5	+7.5	-3 to +3	Same as 1		–	+7.5	Ground	+7.5
5	0	+10	-3 to +3	Same as 1		+2.5 to +7.5	–	Ground	+7.5
8	-3	+7.5	-3 to +3	Same as 1		+2.5 to +7.5	+7.5	Ground	+7.5
10	0	+10	-3 to +3	Same as 1		+2.5 to +7.5	+7.5	Ground	–
CASE	INTERNALLY CONNECTED TO TERMINAL NO.8 (GROUND TERMINAL)								

CA3012

TERMINAL	VOLTAGE LIMITS		VOLTAGE CONDITIONS AT OTHER TERMINALS						
			1	2	3	4	5	8	10
1	-3	+3	–	Same as 1	Do Not Apply External Voltage	+2.5 to +10	+10	Ground	+10
2	-3	+3	Same as 2	–		+2.5 to +10	+10	Ground	+10
3	-3	+3	-3 to +3	Same as 1		+2.5 to +10	+10	Ground	+10
4	+2.5	+10	-3 to +3	Same as 1		–	+10	Ground	+10
5	0	+13	-3 to +3	Same as 1		+2.5 to +10	–	Ground	+10
8	-3	+10	-3 to +3	Same as 1		+2.5 to +10	+10	Ground	+10
10	0	+13	-3 to +3	Same as 1		+2.5 to +10	+10	Ground	–
CASE	INTERNALLY CONNECTED TO TERMINAL NO.8 (GROUND TERMINAL)								

OPERATING-TEMPERATURE RANGE .... -55 to +125° C
STORAGE-TEMPERATURE RANGE .... -65 to +150° C
LEAD TEMPERATURE (During Soldering):
At distance 1/16 ± 1/32 inch (1.59 ± 0.79mm) from case for 10 seconds max. .... +265°C
MAXIMUM INPUT-SIGNAL VOLTAGE:
Between Terminals 1 and 2 .... ±3 V
MAXIMUM DEVICE DISSIPATION .... 300 mW
RECOMMENDED MINIMUM DC SUPPLY VOLTAGE (V_{CC}) .. 5.5 V

Example of Use of LIMITS TABLE:

For RCA-3012, a maximum voltage of ±3 volts may be applied to Terminal 1 under the following conditions:

Terminal 2 is at the same dc potential as Terminal 1
Terminal 3: do not apply external voltage
Terminal 4 is at any dc potential between +2.5 and +10 volts
Terminal 5 is at a dc potential of +10 volts
Terminals 6, 7, and 9 are at 0 dc potential (NOT USED)
Terminal 8 is at dc ground potential
Terminal 10 is at a dc potential of +10 volts

BLOCK DIAGRAM OF TYPICAL FM RECEIVER USING RCA-CA3011 OR CA3012 INTEGRATED CIRCUIT WIDE-BAND AMPLIFIER

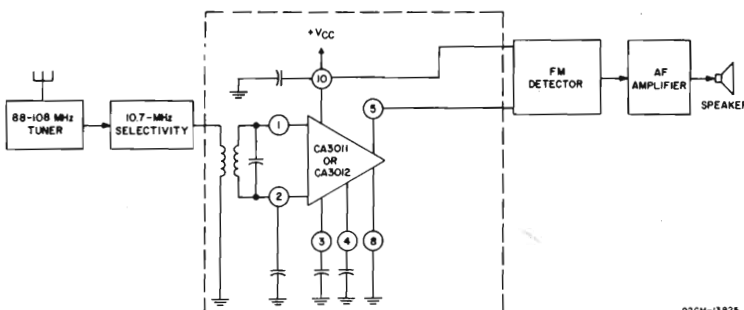



Fig. 4

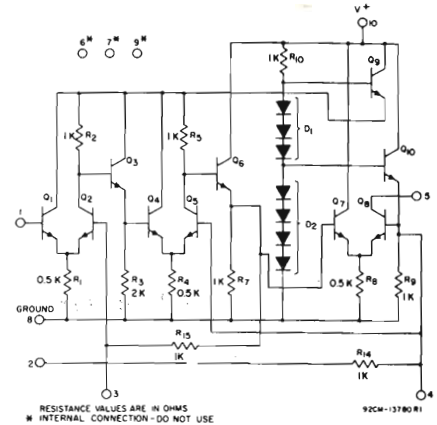



Fig. 1 – Schematic diagram for CA3011 and CA3012.

INPUT-IMPEDANCE COMPONENTS VS FREQUENCY

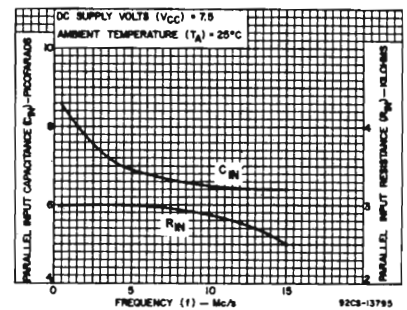



Fig. 2

OUTPUT-IMPEDANCE COMPONENTS VS FREQUENCY

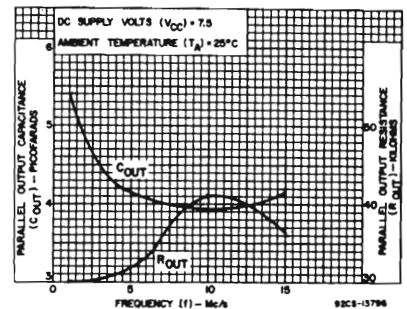



Fig. 3

VOLTAGE GAIN AND INPUT LIMITING VOLTAGE VS FREQUENCY

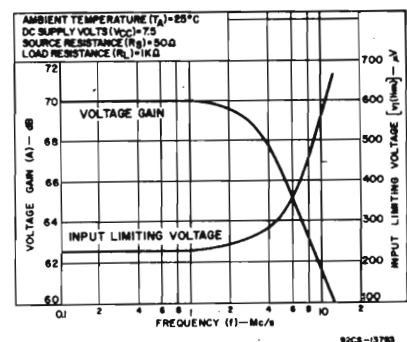



Fig. 5

CA3011, CA3012

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

CHARACTERISTICS	SYMBOLS	SETUP & PROCEDURE	FREQUENCY f	DC SUPPLY VOLTAGE V_{CC}	AMBIENT TEMPERATURE T_A	RCA CA3011			RCA CA3012			UNITS	TYPICAL CHARACTERISTICS CURVES
		Fig.	Mc/s	Volts	°C	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.		Fig.
Total Device Dissipation*	P_T	6	-	6	-55	-	80	-	66	80	135	mW	
					+25	60	90	133	66	90	121	mW	
					+125	-	70	-	65	70	121	mW	
			-	7.5	-55	-	130	-	97	130	190	mW	
					+25	95	120	187	97	120	167	mW	
					+125	-	100	-	95	100	167	mW	
			-	10	-55	-	-	-	150	210	275	mW	
					+25	-	-	-	150	190	255	mW	
					+125	-	-	-	150	160	255	mW	
Voltage Gain**	A	9	1	6	-55	-	55	-	50	55	-	dB	
					+25	60	66	-	60	66	-	dB	
					+125	-	61	-	50	61	-	dB	
		9	1	7.5	-55	-	59	-	55	59	-	dB	
					+25	65	70	-	65	70	-	dB	
					+125	-	65	-	55	65	-	dB	
		9	1	10	-55	-	-	-	55	61	-	dB	
					+25	-	-	-	65	71	-	dB	
					+125	-	-	-	55	66	-	dB	
		9	4.5	7.5	+25	60	67	-	60	67	-	dB	5
			10.7	7.5	+25	55	61	-	55	61	-	dB	
Input-Impedance Components: Parallel Input Resistance	R_{IN}	7	4.5	7.5	+25	-	3	-	-	3	-	kΩ	2
Parallel Input Capacitance	C_{IN}	7	4.5	7.5	+25	-	7	-	-	7	-	pF	2
Output Impedance Components: Parallel Output Resistance	R_{OUT}	8	4.5	7.5	+25	-	31.5	-	-	31.5	-	kΩ	3
Parallel Output Capacitance	C_{OUT}	8	4.5	7.5	+25	-	4.2	-	-	4.2	-	pF	3
Noise Figure	NF	10	4.5	7.5	+25	-	8.7	-	-	8.7	-	dB	
Input Limiting Voltage (Knee)	$V_{i(lim)}$	9	4.5	7.5	+25	-	300	450	-	300	400	µV	

* The total current drain may be determined by dividing P_T by V_{CC}.

** Recommended minimum dc supply voltage (V_{CC}) is 5.5 V. Nominal load current flowing into terminal 5 is 1.5 mA at 7.5 V.

DISSIPATION TEST SETUP

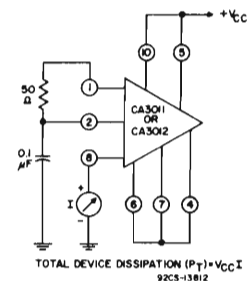



Fig. 6

INPUT-IMPEDANCE COMPONENTS TEST SETUP

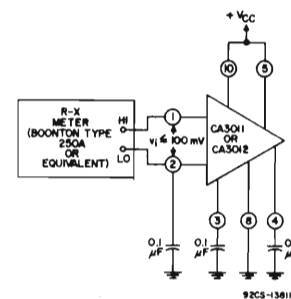



Fig. 7

OUTPUT-IMPEDANCE COMPONENTS TEST SETUP

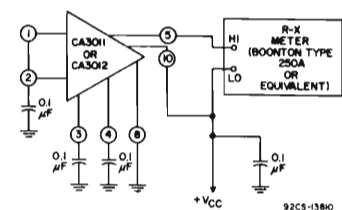
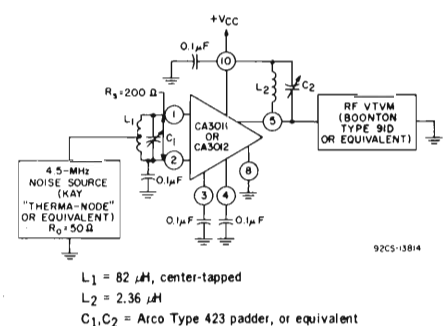
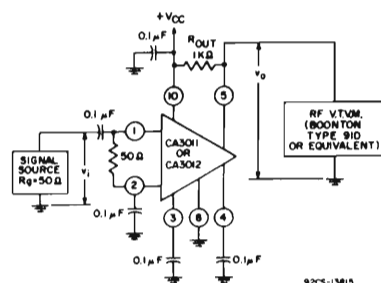



Fig. 8

VOLTAGE-GAIN TEST SETUP

PROCEDURES

A - Voltage Gain:
1) Set input frequency at desired value, v_i = 100 µV rms.
2) Record v_o.
3) Calculate Voltage Gain A from $A = 20 \log_{10} v_o/v_i$
4) Repeat Steps 1, 2, and 3 for each frequency and/or for temperature desired.

B - Input Limiting Voltage (Knee):
1) Repeat Steps A1 and A2, using v_i = 100 mV
2) Decrease v_i to the level at which v_o is 3 dB below its value for v_i = 100 mV.
3) Record v_i as Input Limiting Voltage (Knee).

Fig. 9

NOISE FIGURE TEST SETUP

L_1 = 82 µH, center-tapped
L_2 = 2.36 µH
C_1, C_2 = Arco Type 423 padder, or equivalent

Fig. 10

Se Fx di E2 = 98 MHz e Fx di FLLP è 98,2 MHz la loro somma sarà 196,2 MHz e la loro differenza sarà 200 KHz. Il gruppo formato dalla bobina da 5μH, le resistenze da 100 Kohm, 3900 ohm e i condensatori da 68 nF e 6,8 nF costituisce un filtro passa basso che ha il compito di lasciare passare il segnale differenza a 200 KHz e bloccare il segnale somma (nell'esempio era 196,2 MHz). Il suo compito è molto facilitato dal fatto che queste due frequenze (somma e differenza) sono lontanissime fra loro. I 200 KHz vengono poi amplificati, squadrati e limitati ad ampiezza costante dal CA3011 e, dopo una differenziazione con 470 pF e 3900 ohm, vanno a pilotare il monostabile 9602.

Il tempo di monostabile viene regolato dal trimmer (CERMET) da 5 Kohm in modo da ottenere all'uscita (pin 6) un'onda quadra simmetrica a 200 kHz. Facciamo notare a proposito del monostabile che il condensatore da 1,8 nF è al polistirolo e che il diodo 1N4148 compensa l'andamento termico dell'intero sistema.
All'uscita del 9602 (pin 6) viene prelevata tale onda e tramite il gruppo RC seguente viene trasformata in tensione continua del valore di 2,5 V. Questo valore è ovvio in quanto il monostabile è alimentato a +5 V (con l'integrato 7805) e perché il valore medio di un'onda quadra simmetrica è uguale alla metà del suo valore massimo (coincidente con l'alimentazione). Il valore continuo di 2,5V è collegato all'ingresso non invertente (pin 3) del 741 e poiché sull'altro ingresso (pin 2) è presente un partitore, dal positivo a massa, formato da due resistenze uguali da 1 Kohm, si può dedurre che all'uscita del 741 (pin 6) avremo una tensione compresa fra +12V (pin 7) e massa (pin 4) ossia + 6V. Quando la frequenza dell'oscillatore libero di E2 cambia, cambierà anche la distanza fra gli impulsi differenziati che entrano nel monostabile (pin 5) e cambierà quindi la forma d'onda in uscita al pin 6 del 9602. Tale onda non sarà più simmetrica, ma potrà essere con semiperiodo alto più lungo o più corto rispetto al semiperiodo basso. In tal modo il livellamento realizzato dal gruppo RC presente fra l'uscita 6 del 9602 e l'entrata 3 del 741 porterà ad una tensione superiore o inferiore a 2,5 V. Osservando la controreazione del 741 (100 Kohm) si può notare che il rapporto fra le due resistenze da 1 Kohm e quella da 100 Kohm è molto alto e che quindi l'amplificazione del sistema è elevatissima (200 volte). In questo modo è sufficiente una variazione di pochi millivolt fra i pin 2 e 3 per avere molta variazione di tensione all'uscita. Ad esempio con 1 mV in ingresso si hanno 0,2 V all'uscita. L'uscita del 741 va collegata, tramite una bobina da 3 μH, al punto di entrata della tensione di errore (FLLP) dell'oscillatore di E2 e tramite una resistenza da 15 Kohm ad un emitter follower formato da un altro 741.

Tale amplificatore è indispensabile per non caricare troppo il primo operazionale 741. L'uscita dell'emitter follower è collegata all'entrata di un discriminatore a finestra (window discriminator) il quale ha la proprietà di cambiare di stato

Fig. 2

Fig. 3

all'uscita sia quando si scende che quando si sale da un determinato livello. L'entrata del window discriminator è il punto di unione dei due zener; l'uscita è il collettore del BC182. Se all'uscita dell'emitter follower anziché 6V si arriva fino ai 9,1 Volt dello zener + 0,7 V di soglia del transistor BC182 avremo la saturazione di questo transistor. Se invece si scende al di sotto dei 9,1 V - 0,7 V (rispetto al positivo) di soglia del BC212 avremo sia la saturazione di questo che del BC182. I valori presi sono quelli limite e, considerando che l'alimentazione va da zero a 12 Volt, si può parlare di variazioni da 2V a 10V circa. Quando il BC182 è saturo si ha lo spegnimento di un led collegato fra massa e il punto 6. Il suo spegnimento ci indica che l'oscillatore è sganciato. L'indicazione dell'area di cattura viene fornita da uno strumentino collegato al punto 3 e regolato al centro scala quando sull'uscita dell'emitter follower si hanno 6V. Indicazioni spostate rispetto al centro indicano l'aggancio ma non in condizioni ideali. Con la saturazione del BC182 si ha l'interdizione del 2N1711 il cui collettore (pin 4) è collegato al punto 4 di E2. In questo modo non si ha RF all'uscita quando l'oscillatore è sganciato. Quando il BC182 è interdetto il 2N1711 è saturo e sul pin 4 di E2 si ha, verso massa, un gruppo di regolazione da 8,2 + 100 ohm per la regolazione della potenza. Nella fig. 3 è visibile il lato componente del circuito stampato del FLLP, circuito che come per l'E2 viene fornito già montato e tarato.

Taratura

Fatti i collegamenti fra FLLP ed E2 si ruoterà il trimmer di sintonia fino a leggere l'avvenuto aggancio (vedere lo strumentino) poi si ritoccherà il medesimo per avere l'aggancio al centro scala. E' chiaro che il trimmer da 5Kohm del monostabile 9602 dovrà essere regolato al centro, ma questa è una operazione già effettuata in fase di costruzione.

Note aggiuntive

Questo secondo kit, come potrete notare, è ancora insufficiente per completare la stazione radio FM. Mancano infatti sia l'alimentatore che gli amplificatori, sia i circuiti d'entrata che l'antenna. Come nostra abitudine esauriremo man mano i vari blocchi fornendo alla fine anche il contenitore e quanto necessario per il completamento dell'impianto. Saremo altresì in grado di fornire tutto il blocco di fig. 1 già montato e funzionante. Non ce ne vogliano i più frettolosi se saranno necessari ancora 3 o 4 numeri per terminare l'argomento, ma la professionalità dell'impianto non ci permette di sorvolare su nessun punto né di fare passare come un lampo un progetto che è una vera e propria "bomba".

Costo materiale

Il kit montato e tarato siglato FLLP costa Lire 230.000.
Tale prezzo è comprensivo di I.V.A. e spese postali; per le richieste in contrassegno maggiorazione di Lire 850. Inviare le richieste servendosi dell'apposito modulo a Elettronica Kit.

Convertitore tensione-frequenza tipo LM 331

Nel nostro frequenzimetro, anzi nel super frequenzimetro digitale, abbiamo inserito anche un circuito che è in grado di convertire qualsiasi tensione da 1 mV a 10V in una frequenza da 1 Hz a 10.000 Hz. Il circuito che passeremo ad analizzare non è un kit (anche se potrebbe esserlo) ma una parte del nostro frequenzimetro e ve lo proponiamo non come modulo ma come studio. Teniamo a ricordare che essendo il tutto (super frequenzimetro) piuttosto complesso è importante eliminare via via tutte le appendici più semplici (si fa per dire) in modo da avere la strada sgombra al momento della descrizione finale. Con questo notro modo di procedere (approvato da quasi tutti i nostri lettori) otteniamo due scopi principali: il primo è quello di fare "dirigere" piano piano anche il circuito più complicato; il secondo è quello di tenere ancora in prova il prototipo e apportare eventualmente alcune modifiche migliorative.

Circuito elettrico

Lo schema proposto non è farina del nostro sacco (in elettronica è bene ricordare che non si fa altro, tranne in alcuni casi, che applicare schemi già forniti dalle case) ma una applicazione della NATIONAL al loro integrato LM 331. Con l'aiuto delle note originali e di alcune considerazioni vedremo di chiarire il funzionamento.

Con un occhio alla fig. 1 e l'altro al FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM vediamo ora di dire due parole sul funzionamento del nostro convertitore. Il COMPARATOR confronta la tensione positiva in ingresso (pin 7), che altro non è che la tensione sconosciuta, con una tensione di riferimento applicata al pin 6 (THRESHOLD). Se la tensione in entrata (pin 7) è superiore alla soglia (THRESHOLD) del pin 6 l'uscita del comparator abilita il circuito R-S flip-flop a commutare il CURRENT SWITCH in modo da caricare il condensatore da 1 μ F presente fra i pin 1 e 6 collegati assieme a massa (fig. 1). Quando si ottiene $V_{1-6} = V_7$ il ciclo ha inizio nel modo seguente.
Il comparator comanda l'R-S flip-flop in modo che il reset transistor si interdica e abbia così inizio la carica di Ct tramite Rt. Durante tale tempo che è t = 1,1 · RT · CT si ha il transistor OUTPUT DRIVER saturo e sul pin 3 si ha tensione nulla. Dopo il tempo di carica di Ct il TIMER COMPARATOR invia un impulso al R-S flip-flop il quale staccherà il CURRENT SWITCH dal condensatore da 1 μ F che comincerà a scaricarsi attraverso R_L, mentre l'uscita (pin 3) si porta a livello alto e il reset transistor scaricherà Ct. Quando la tensione ai capi di C_L ritorna ad essere uguale a quella applicata in ingresso (pin 7) il ciclo riprende. Ricordiamo che dopo il passaggio $V_{1-6} = V_7$, descritto precedentemente, il condensatore continua a caricarsi. Questo ciclo provoca un segnale a onda quadra sul pin 3 di frequenza proporzionale alla tensione di entrata (pin 7) perché il pin 3 rimane basso per il tempo dovuto alla carica di Ct attraverso Rt e rimane alto per il tempo dovuto alla scarica di C_L tramite R_L.
Più la tensione in ingresso è alta e minore è il tempo per la scarica di C_L e più alta è la frequenza dell'onda quadra d'uscita. Se la tensione di ingresso è più bassa avremo tempi di scarica di C_L più lunghi e frequenze più basse.

Realizzazione pratica

Come già detto il nostro non è un vero e proprio kit in offerta, ma per chi volesse realizzare il circuito per usi propri possiamo fornire i componenti e lo stampato come in fig. 5.

Taratura

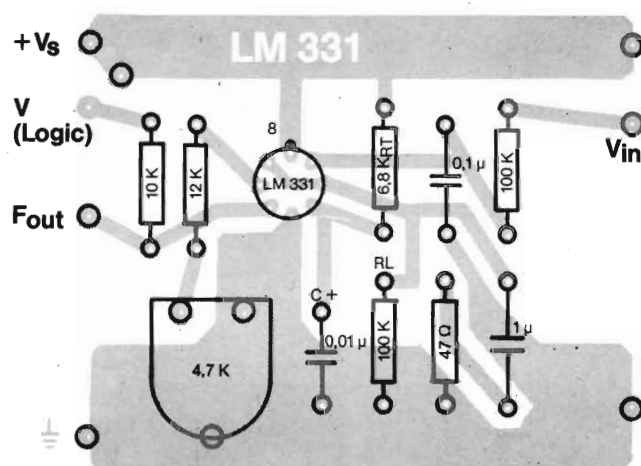
Il circuito può essere alimentato sia a 10V che a 15V e può misurare tensioni positive uguali alla sua alimentazione. Per rispettare una certa linearità ± 0,03% è bene non superare per V i valori di 10 Volt e tenere una alimentazione compresa fra 12 e 15V. Per la taratura utilizzare una tensione di centro scala (+5V) misurabile con multimetro digitale o anche con tester (in mancanza d'altro e nell'attesa di una rifinitura può andare bene anche quello) e, dopo aver collegato l'uscita ad un frequenzimetro, regolare il GAIN AJUST fino a leggere 5000 Hz. Concludiamo ricordando che l'uscita dell'LM331 può essere collegata (tramite 10 Kohm) ad una tensione diversa da V_S. Se si entra in TTL la V Logic sarà 5 V; se si entra in C.MOS a 10 V la VLogic sarà 10 Vm ecc.

Costo materiale

Kit LM 331 L. 15.000

Tale prezzo è comprensivo di I.V.A. e spese postali. Per le richieste in contrassegno maggiorazione di Lire 850. Inviare le richieste servendosi dell'apposito modulo a Elettronica Kit.

Fig. 5 **LM331** *Board Layout (soldering side)*

LM131A/LM131 • LM231A/LM231 • LM331A/LM331 Precision Voltage-to-Frequency Converter

LM131A/LM131 • LM231A/LM231 • LM331A/LM331
Precision Voltage-to-Frequency Converter

General Description

The LM131/LM231/LM331 family of voltage-to-frequency converters are ideally suited for use in simple low-cost circuits for analog-to-digital conversion, precision frequency-to-voltage conversion, long term integration, linear frequency modulation or demodulation, and many other functions. The output when used as a voltage-to-frequency converter is a pulse train at a frequency precisely proportional to the applied input voltage. Thus, it provides all the inherent advantages of the voltage-to-frequency conversion techniques, and is easy to apply in all standard voltage-to-frequency converter applications. Further, the LM131A/LM231A/LM331A attains a new high level of accuracy versus temperature which could only be attained with expensive voltage-to-frequency modules. Additionally the LM131 is ideally suited for use in digital systems at low power supply voltages and can provide low cost analog-to-digital conversion in microprocessor-controlled systems. And, the frequency from a battery powered voltage-to-frequency converter can be easily channeled through a simple photoisolator to provide isolation against high common mode levels.

The LM131/LM231/LM331 utilizes a new temperature-compensated band-gap reference circuit, to provide excellent accuracy over the full operating temperature range, at power supplies as low as 4.0V. The precision timer circuit has low bias currents without degrading the quick response necessary for 100kHz voltage-to-frequency conversion. And the output is capable of driving 3 TTL loads, or a high voltage output up to 40V, yet is short-circuit-proof against V_{CC}.

Features

- Guaranteed linearity 0.01% max
- Improved performance in existing voltage-to-frequency conversion applications
- Split or single supply operation
- Operates on single 5V supply
- Pulse output compatible with all logic forms
- Excellent temperature stability, ±50 ppm/°C max
- Low power dissipation, 15mW typical at 5V
- Wide dynamic range, 100dB min at 10kHz full scale frequency
- Wide range of full scale frequency, 1 Hz to 100kHz
- Pin-for-pin replacement for RM4151 and RC4151
- Low cost

Typical Application/Test Circuits

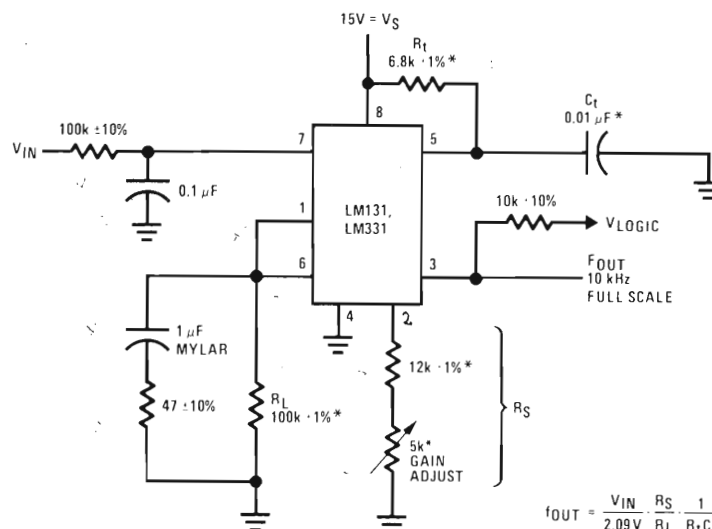
$$f_{OUT} = \frac{V_{IN}}{2.09V} \cdot \frac{R_S}{R_L} \cdot \frac{1}{R_t C_t}$$

*Use stable components with low temperature coefficients. See applications notes.

Figure 1. Simple Stand-Alone Voltage-to-Frequency Converter with ±0.03% Typical Linearity (f = 10 Hz to 11 kHz)

Absolute Maximum Ratings

	LM131A/LM131	LM231A/LM231	LM331A/LM331
Supply Voltage	40 V	40 V	40 V
Output Short Circuit to Ground	Continuous	Continuous	Continuous
Output Short Circuit to V_{CC}	Continuous	Continuous	Continuous
Input Voltage	−0.2 V to $+V_S$	−0.2 V to $+V_S$	−0.2 V to $+V_S$
Operating Ambient Temperature Range	−55°C to +125°C	−25°C to +85°C	0°C to +70°C
Power Dissipation (P_D at 25°C) and Thermal Resistance (θ_{jA})			
(H Package) P_D	670 mW	570 mW	570 mW
θ_{jA}	150°C/W	150°C/W	150°C/W
(N Package) P_D		500 mW	500 mW
θ_{jA}		155°C/W	155°C/W

Electrical Characteristics (Note 1)

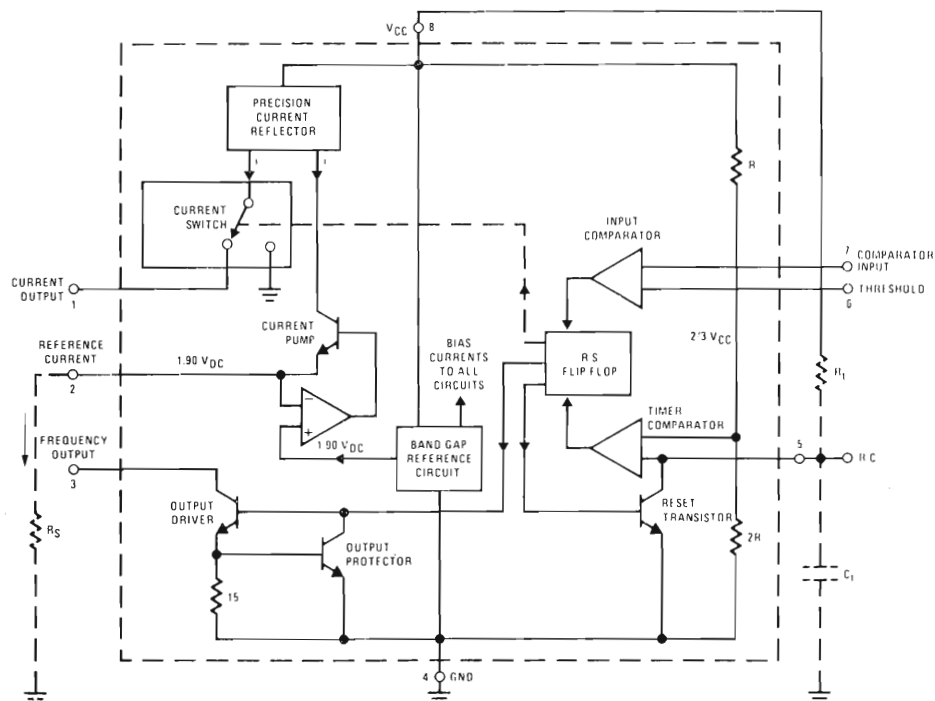
Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
VFC Nonlinearity (Note 2)	$4.5V \leqslant V_S \leqslant 20V$				
LM131, LM231, LM331	$T_A = 25°C$		±0.006	±0.002	% full-scale
	$T_{MIN} \leqslant T_A \leqslant T_{MAX}$		±0.008	±0.03	% full-scale
LM131A, LM231A, LM331A	$T_A = 25°C$		±0.004	±0.01	% full-scale
	$T_{MIN} \leqslant T_A \leqslant T_{MAX}$		±0.006	±0.02	% full-scale
In Circuit of figure 1	$T_A = 25°C$, $V_S = 15V$, f = 10 Hz to 11 kHz		±0.024	±0.14	% full-scale
Conversion Accuracy Scale Factor (Gain)	$V_{IN} = -10V$, $R_S = 14\,k\Omega$	0.90	1.00	1.10	kHz/V
Temperature Drift of Gain	$T_{MIN} \leqslant T_A \leqslant T_{MAX}$, $4.5V \leqslant V_S \leqslant 20V$				
LM131, LM231, LM331			±30	±150	ppm/°C
LM131A, LM231A, LM331A			±20	±50	ppm/°C
Change of Gain with V_S	$4.5V \leqslant V_S \leqslant 10V$		0.01	0.1	%/V
	$10V \leqslant V_S \leqslant 40V$		0.006	0.06	%/V
Input Comparator					
Offset Voltage	$T_A = 25°C$		±3	±10	mV
LM131, LM231, LM331			±4	±14	mV
LM131A, LM231A, LM331A			±3	±10	mV
Bias Current	$T_A = 25°C$		−80	−400	nA
Offset Current	$T_A = 25°C$		±8	±100	nA
Common-Mode Range		−0.2		V_{CC}-2.0	V
Timer					
Timer Threshold Voltage, Pin 5		0.63	0.667	0.70	x V_S
Input Bias Current, Pin 5	$V_S = 15V$				
All Devices	$0V \leqslant V_{PIN5} \leqslant 9.9V$		±10	±100	nA
LM131, LM231, LM331	$V_{PIN5} = 10V$		200	1000	nA
LM131A, LM231A, LM331A	$V_{PIN5} = 10V$		200	500	nA
$V_{SATPIN5}$ (Reset)	I = 5 mA		0.22	0.5	V

Electrical Characteristics (continued)

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
Current Source, Pin 1					
Output Current	R_S = 14 kΩ, $V_{PIN\,1}$ = 0	116	136	156	μA
Change with Voltage	0 V ⩽ $V_{PIN\,1}$ ⩽ 10 V		0.2	1.0	μA
Current Source OFF Leakage	T_A = 25°C				
LM131, LM131A			0.01	1.0	nA
LM231, LM231A, LM331, LM331A			0.02	10.0	nA
	T_A = T_{MAX}		2.0	50.0	nA
Operating Range of Current (typical)			(10 to 500)		μA
Reference Voltage, Pin 2		1.70	1.89	2.08	V_{DC}
Stability vs Temperature			±60		ppm/°C
Stability vs Time, 1000 Hours			±0.1		%
Logic Output, Pin 3					
V_{SAT}	T_A = 25°C, I = 5 mA		0.15	0.50	V
	I = 3.2 mA (two TTL loads)		0.10	0.40	V
OFF Leakage			±0.05	1.0	μA
Supply Current	T_A = 25°C				
LM131, LM131A, LM231, LM231A	V_S = 5 V	2.0	3.0	4.0	mA
	V_S = 40 V	2.5	4.0	6.0	mA
LM331, LM331A	V_S = 5 V	1.5	3.0	6.0	mA
	V_S = 40 V	2.0	4.0	8.0	mA

Note 1: All specifications apply over the device's full operating temperature range, in the circuit of figure 2, with 4.0 V ⩽ V_S ⩽ 40 V, unless otherwise noted.

Note 2: Nonlinearity is defined as the deviation of f_{OUT} from V_{IN} x (10 kHz/−10 V_{DC}) when the circuit has been trimmed for zero error at 10 Hz and at 10 kHz, over the frequency range 1 Hz to 11 kHz. For the timing capacitor, C_T, use NPO ceramic, Teflon, or polystyrene.

Functional Block Diagram

Typical Performance Characteristics

(All electrical characteristics apply for the circuit of figure 2, unless otherwise noted.)

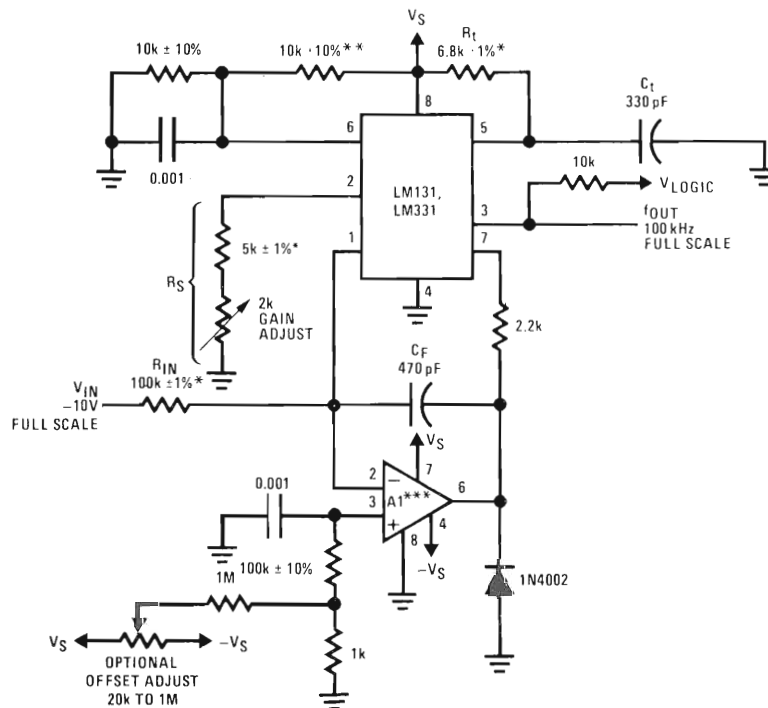
Typical Application/Test Circuits

$$f_{OUT} = \frac{-V_{IN}}{2.09V} \cdot \frac{R_S}{R_{IN}} \cdot \frac{1}{R_t C_t}$$

*Use stable components with low temperature coefficients. See applications notes.

**This resistor can be 5 kΩ or 10 kΩ for V_S = 8V to 22V, but must be 10 kΩ for V_S = 4.5V to 8V.

***Recommended types for A1: LM308, LM108A, LF351B, LF156A.

Figure 2. Standard Test Circuit and Applications Circuit, Precision Voltage-to-Frequency Converter

*Use stable components with low temperature coefficients. See applications notes.

**This resistor can be 5 kΩ or 10 kΩ for V_S = 8V to 22V, but must be 10 kΩ for V_S = 4.5V to 8V.

***Recommended types for A1: LF351B, LF156A.

Figure 3. Precision Voltage-to-Frequency Converter, 100 kHz Full Scale, ±0.03% Nonlinearity

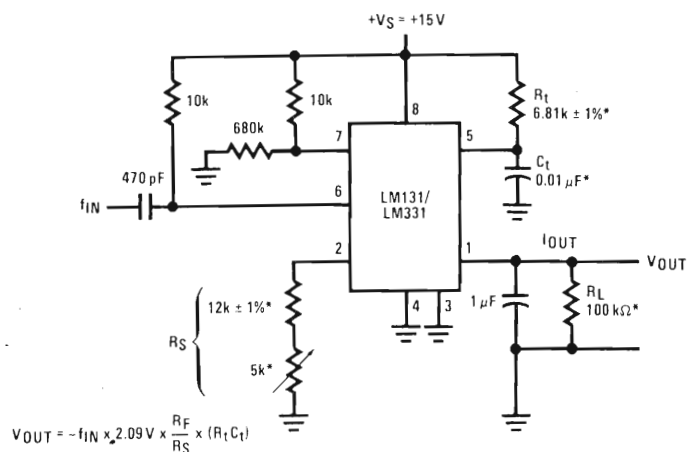
Typical Application/Test Circuits (continued)

*Use stable components with low temperature coefficients.

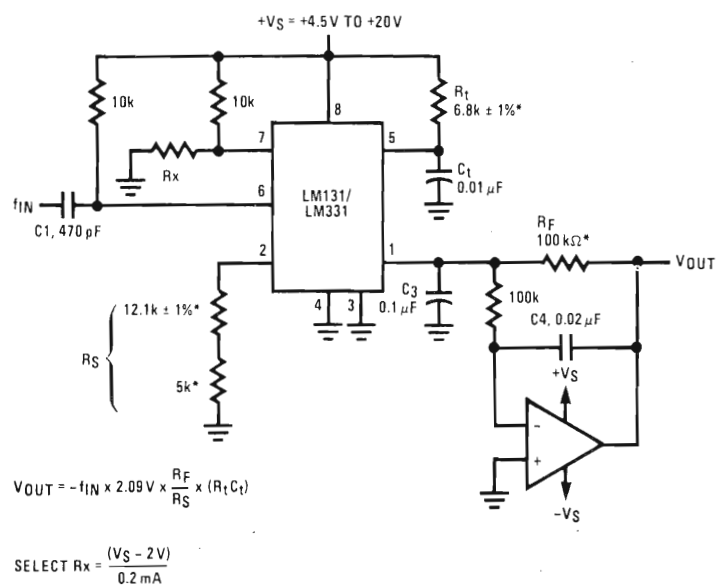
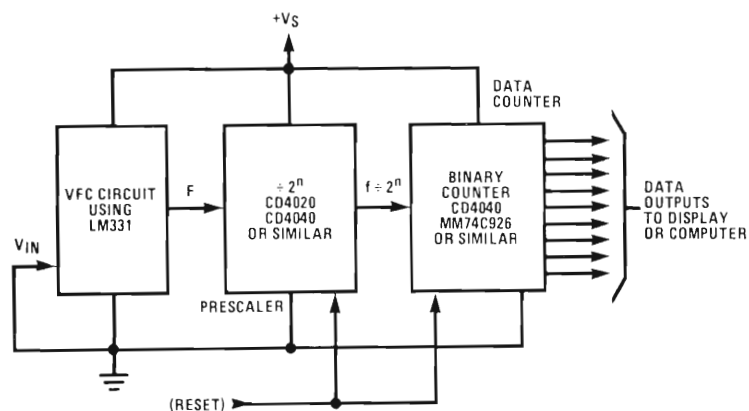
Figure 4. Simple Frequency-to-Voltage Converter, 10 kHz Full Scale, ±0.06% Nonlinearity

*Use stable components with low temperature coefficients.

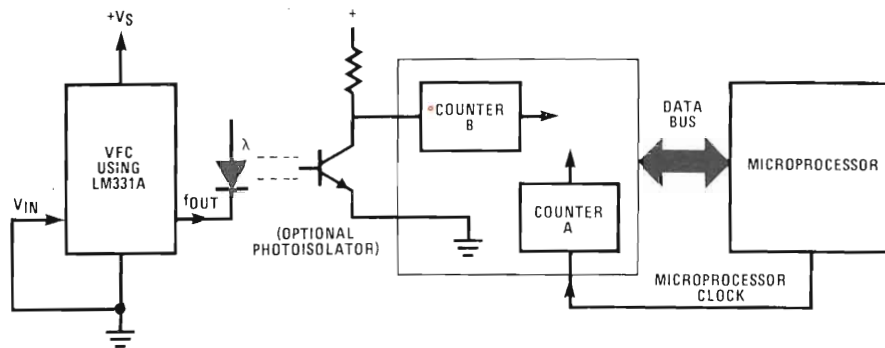
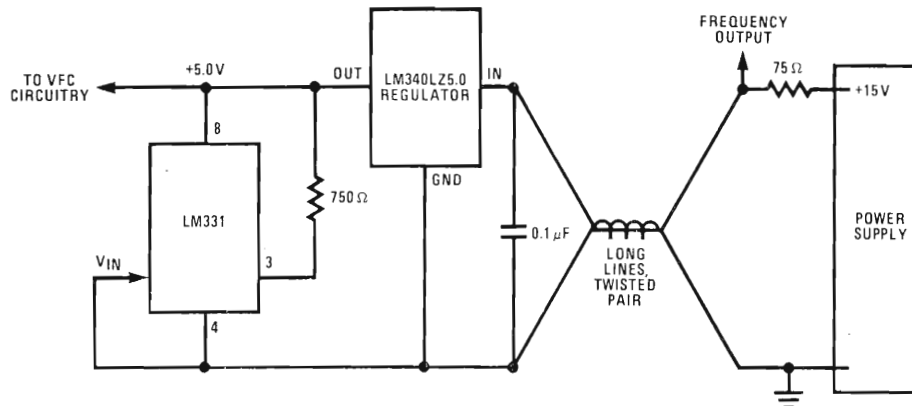
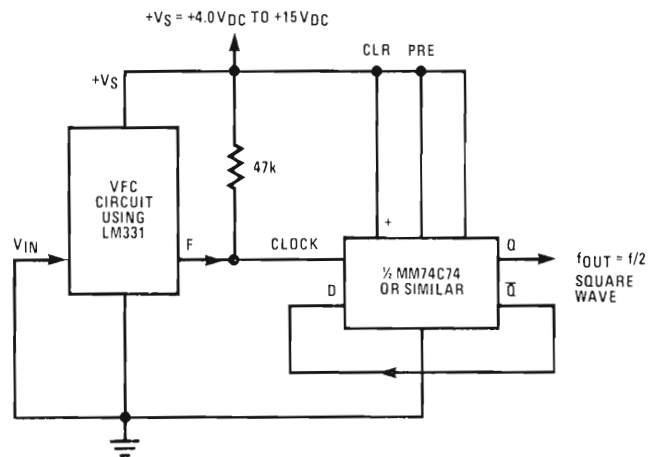
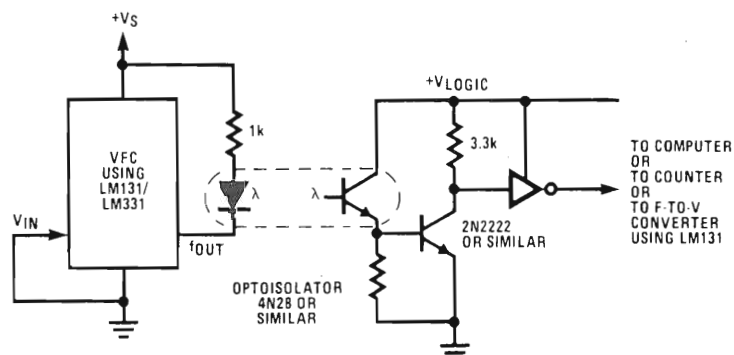
Figure 5. Precision Frequency-to-Voltage Converter, 10 kHz Full Scale with 2-Pole Filter, ±0.01% Nonlinearity

Long Term Digital Integrator Using VFC

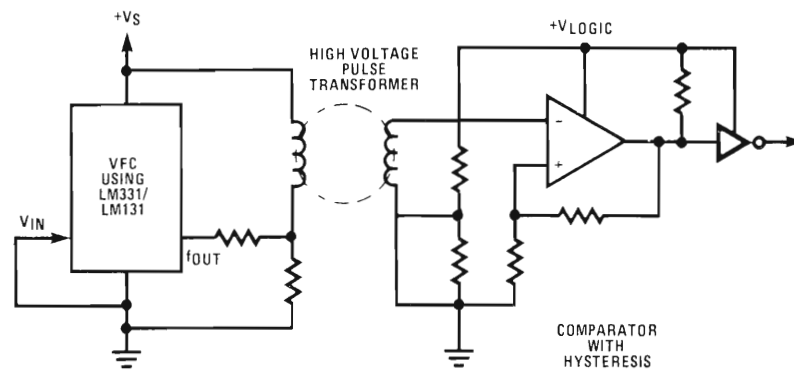
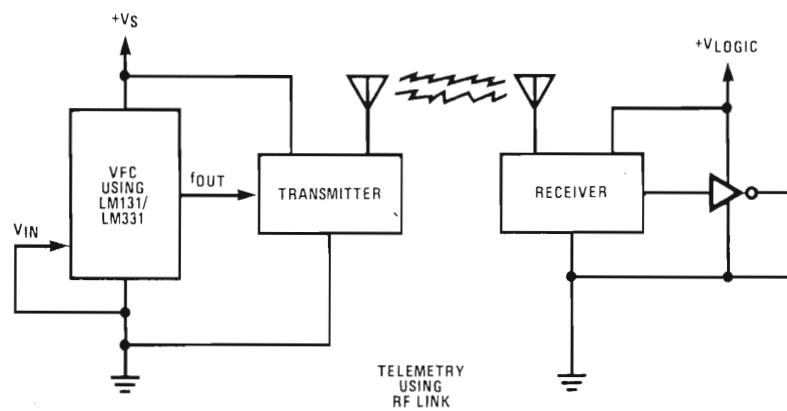
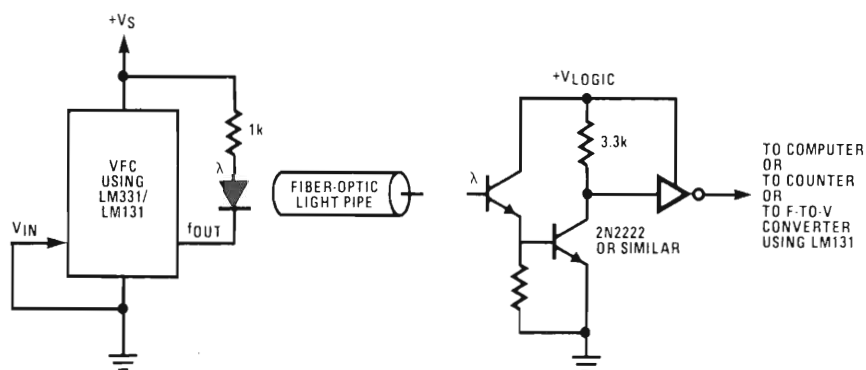
Typical Application/Test Circuits (continued)

Light Intensity to Frequency Converter

Temperature to Frequency Converter

Basic Analog-to-Digital Converter Using Voltage-to-Frequency Converter

Typical Application/Test Circuits (continued)

Analog-to-Digital Converter with Microprocessor

Remote Voltage-to-Frequency Converter with 2-Wire Transmitter and Receiver

Voltage-to-Frequency Converter with Square-Wave Output Using ÷ 2 Flip-Flop

Voltage-to-Frequency Converter with Isolators

Typical Application/Test Circuits (continued)

Voltage-to-Frequency Converter with Isolators

Voltage-to-Frequency Converter with Isolators

Voltage-to-Frequency Converter with Isolators

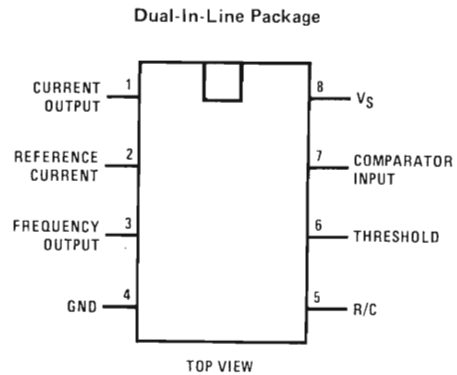
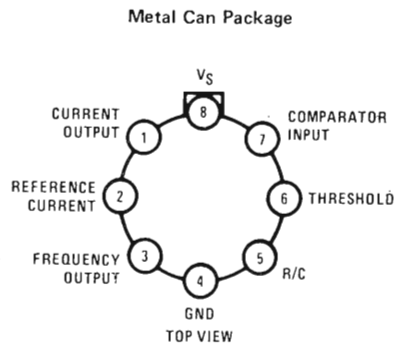
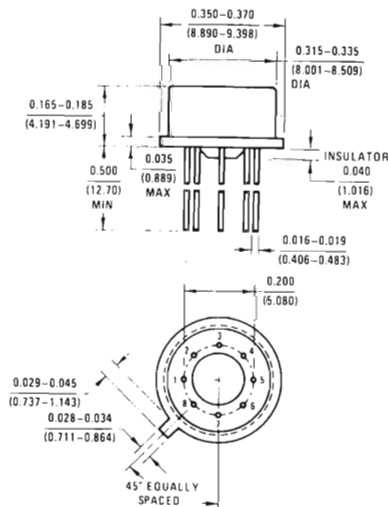
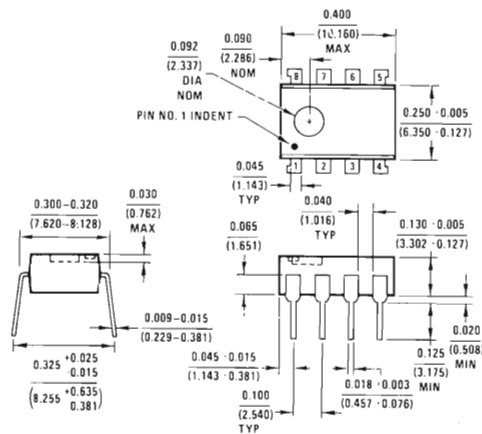
LM131A/LM131 • LM231A/LM231 • LM331A/LM331 Precision Voltage-to-Frequency Converter

Connection Diagrams

Metal Can Package

Dual-In-Line Package

CURRENT OUTPUT 1 — 8 VS
REFERENCE CURRENT 2 — 7 COMPARATOR INPUT
FREQUENCY OUTPUT 3 — 6 THRESHOLD
GND 4 — 5 R/C

TOP VIEW

Physical Dimensions inches (millimeters)

TO-99 Metal Can Package (H)
Order Number LM131AH, LM131H, LM231AH, LM231H, LM331AH or LM331H
NS Package Number H08B

Molded Dual-In-Line Package (N)
Order Number LM231AN, LM231N, LM331AN, or LM331N
NS Package Number N08A

National Semiconductor Corporation 2900 Semiconductor Drive, Santa Clara, California 95051, (408) 737-5000 TWX (910) 339-9240
National Semiconductor GmbH 808 Fuerstenfeldbruck, Industriestrasse 10, West Germany, Tele (08141) 1-31 Telex 05-27649
NS Electronics (HK) Ltd. 4 Hing Yip Street, 11th Floor, Kwun Tong, Kowloon, Hong Kong, Tele 3-411241-8 Telex 73866 NSE HK HX
NS International Inc. Miyake Bldg 6F, 1-9 Yotsuya, Shinjuku-Ku, Tokyo 160, Japan, Tele 03-355-3711 Telex J28592
NS Electronics Pty. Ltd. CNR-Stud Road & Mountain Highway, Bayswater, Victoria 3153, Australia, Tele 03-729-6333 Telex 32096

"PIPPO"

Microsistema Didattico

Dopo tanta teoria, indispensabile per poter affrontare con la dovuta sicurezza questo nuovo settore, cominciamo a dedicarci alle prime applicazioni pratiche.
A questo fine, viene proposto un microsistema operativo, basato sul μP SC/MP, in grado di far toccare con mano e quindi verificare, quanto esposto nei precedenti capitoli.
Il nome PIPPO può forse far sorridere, ma è solo la sigla che sintetizza quanto ci eravamo proposto di realizzare:

Pratico Istruttore per Processare Operando

La stesura delle caratteristiche, delle note di montaggio e degli schemi, è di notevole mole, per cui verrà trattata organicamente in più capitoli. In questo prenderemo contatto con la prima parte dello schema e con il software di gestione, residente in EPROM.

CARATTERISTICHE GENERALI DI PIPPO

Caratteristiche generali di Pippo

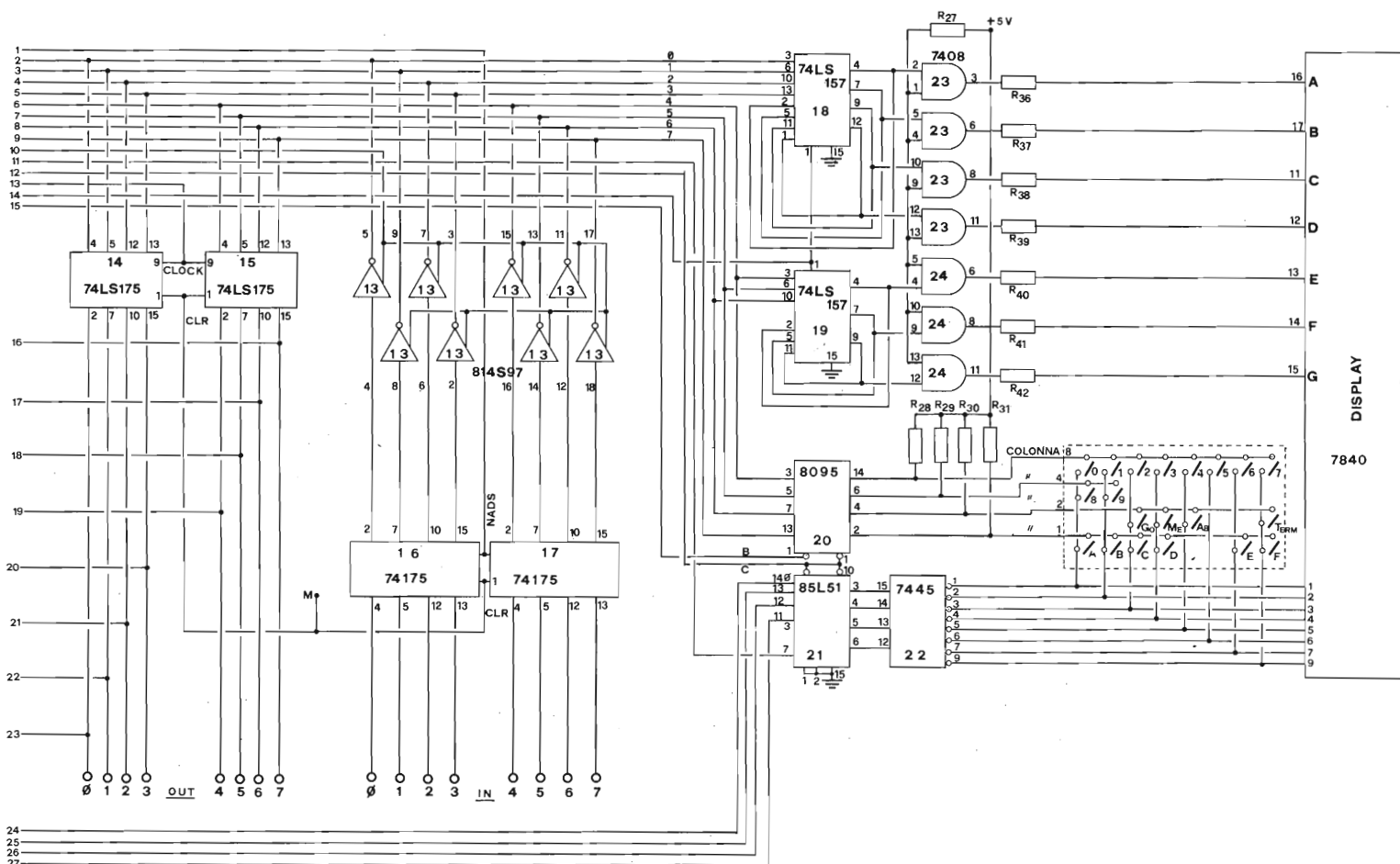
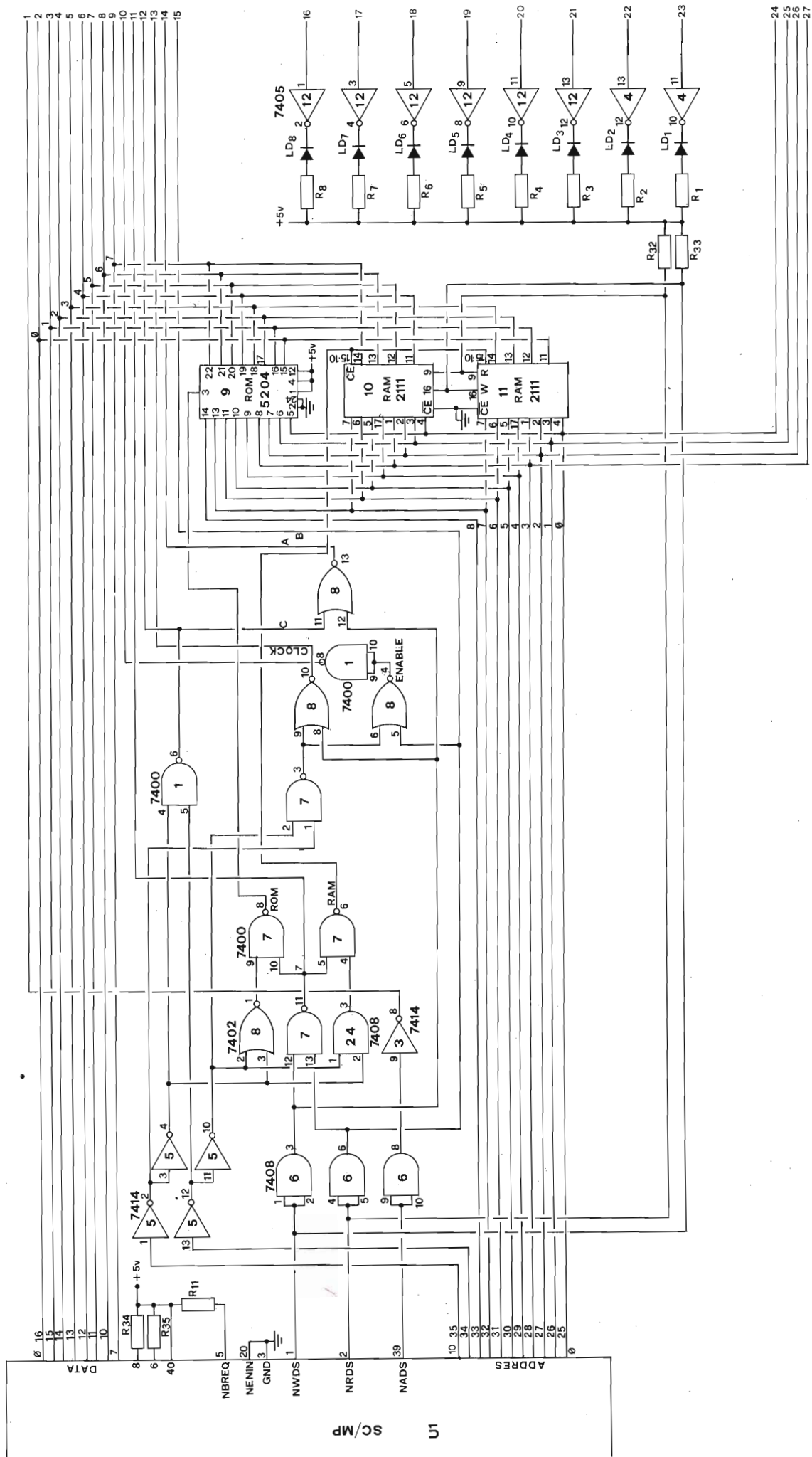
L'architettura di PIPPO non è casuale, ma è stata determinata da rigidi presupposti progettuali che possono essere sintetizzati dai seguenti dieci punti:

1) Costo della realizzazione contenutissimo.
2) Assoluta assenza di difficoltà costruttive.
3) Sicurezza assoluta di funzionamento.
4) Assenza di qualsiasi regolazione o tarature.
5) Funzionamento autosufficiente.
6) Rapido apprendimento dei comandi.
7) Visualizzazione dei segnali significativi.
8) Possibilità di espansioni tramite Ports di I/O.
9) Possibilità di provare tutte le funzioni del μP.
10) Possibilità di comandare organi esterni.

Tutti questi requisiti sono stati rispettati. Con l'ausilio di Pippo ci si può veramente rendere conto del funzionamento di un μP come SC/MP; far girare dei programmi; verificare gli esempi proposti nei capitoli precedenti; eseguire quelli dei capitoli futuri; impostare autonomamente dei programmi ecc.

STRUTTURA FUNZIONALE

Pippo può essere diviso schematicamente in due sezioni: Sezione micro; espansioni tramite ports e buffers.

— La sezione micro è senza dubbio la più complessa. Essa infatti utilizza ben 17 dei 25 integrati presenti sulla piastra.

SCMPKB

```
SC/MP ASSEMBLER REV-C
SCMPKB     P005235A

  1                       .TITLE  SCMPKB,  P005235A
  2              ;******************************************************************
  3              ;*
  4              ;*
  5              ;*         PROM #           ADDRESS
  6              ;*
  7              ;*      460305235-001          0000
  8              ;*
  9              ;*
 10              ;******************************************************************
 11              ;
 12
 13      0F00    RAM      =       0F00
 14      0D00    DISP     =       0D00
 15
 16              ;        SEGMENT ASSIGNMENTS
 17
 18      0001    SA       =       1
 19      0002    SB       =       2
 20      0004    SC       =       4
 21      0008    SD       =       8
 22      0010    SE       =       16
 23      0020    SF       =       32
 24      0040    SG       =       64
 25
 26              ;        7 SEGMENT CONVERSION
 27
 28      003F    N0       =       SA+SB+SC+SD+SE+SF
 29      0006    N1       =       SB+SC
 30      005B    N2       =       SA+SB+SD+SE+SG
 31      004F    N3       =       SA+SB+SC+SD+SG
 32      0066    N4       =       SB+SC+SF+SG
 33      006D    N5       =       SA+SC+SD+SF+SG
 34      007D    N6       =       SA+SC+SD+SE+SF+SG
 35      0007    N7       =       SA+SB+SC
 36      007F    N8       =       SA+SB+SC+SD+SE+SF+SG
 37      0067    N9       =       SA+SB+SC+SF+SG
 38      0077    NA       =       SA+SB+SC+SE+SF+SG
 39      007C    NB       =       SC+SD+SE+SF+SG
 40      0039    NC       =       SA+SD+SE+SF
 41      005E    ND       =       SB+SC+SD+SE+SG
 42      0079    NE       =       SA+SD+SE+SF+SG
 43      0071    NF       =       SA+SE+SF+SG
 44      0040    DASH     =       SG
 45      0079    KE       =       NE
 46      0050    KR       =       SE+SG
 47      005C    KO       =       SC+SD+SE+SG
 48
 49

 50                       .PAGE   ' HARDWARE FOR KEYBOARD '
 51
 52
 53              ;    FUNCTION        DATA       KYB  FUNCTION
 54
 55              ;        0           080          0
 56              ;        1           081          1
 57              ;        2           082          2
 58              ;        3           083          3
 59              ;        4           084          4
 60              ;        5           085          5
 61              ;        6           086          6
 62              ;        7           087          7
```

SCMPKB

```
 63              ;       8         040           8
 64              ;       9         041           9
 65              ;       A         010           +
 66              ;       B         011           -
 67              ;       C         012           MUL
 68              ;       D         013           DIV
 69              ;       E         016           SQUARE
 70              ;       F         017           SQRT
 71              ;       GO        022           %
 72              ;       MEM       023           =
 73              ;       ABORT     024           CE/C
 74              ;       TERM      027           .
 75
 76              ;       RAM POINTERS USED BY KITBUG,P3 IS SAVED ELSEWHERE
 77
 78
 79      0FF9    P1H     =         0FF9
 80      0FFA    P1L     =         0FFA
 81      0FFB    P2H     =         0FFB
 82      0FFC    P2L     =         0FFC
 83      0FFD    A       =         0FFD
 84      0FFE    E       =         0FFE
 85      0FFF    S       =         0FFF
 86
 87              ;       COMMANDS
 88
 89              ; ABORT:
 90              ;       THIS ABORTS THE PRESENT OPERATION. DISPLAYS - .
 91
 92              ;MEM:
 93              ;       ALLOWS USER TO READ/MODIFY MEMORY.
 94              ;       ADDRESS IS ENTERED UNTIL TERM THEN DATA IS ENTERED.
 95              ;       TO WRITE DATA IN MEMORY TERM IS PUSHED.
 96              ;       DATA IS READ TO CHECK IF IT GOT WRITTEN IN RAM.
 97
 98              ; GO:
 99              ;       ADDRESS IS ENTERED UNTIL TERM.
100              ;       THE REGISTERS ARE LOADED FROM RAM AND PROGRAM
101              ;       IS TRANSFERED USING XPPC P3.
102              ;       TO GET BACK DO A XPPC P3.
103


104                      .PAGE     ' INITIALIZE '
105 0000 08              NOP
106 0001         INIT:
107 0001 901D            JMP       START
108
109              ;       DEBUG EXIT
110              ;       RESTORE ENVIROMENT
111
112 0003         GOOUT:
113 0003 C20E            LD        ADH(2)            ;GET GO ADDRESS.
114 0005 37              XPAH      3
115 0006 C20C            LD        ADL(2)
116 0008 33              XPAL      3
117 0009 C7FF            LD        @-1(3)            ;FIX GO ADDRESS.
118 000B C0F2            LD        E                 ;RESTORE REGISTERS.
119 000D 01              XAE
120 000E C0EB            LD        P1L
121 0010 31              XPAL      1
122 0011 C0E7            LD        P1H
123 0013 35              XPAH      1
124 0014 C0E7            LD        P2L
125 0016 32              XPAL      2
126 0017 C0E3            LD        P2H
127 0019 36              XPAH      2
128 001A C0E4            LD        S
```

SCMPKB

```
129 001C 07              CAS
130 001D C0DF            LD      A
131 001F 3F              XPPC    3
132                                      ;TO GET BACK.
133             ;        ENTRY POINT FOR DEBUG
134
135 0020        START:
136 0020 C8DC            ST      A       ;SAVE STATUS.
137 0022 40              LDE
138 0023 C8DA            ST      E
139 0025 06              CSA
140 0026 C8D8            ST      S
141 0028 35              XPAH    1
142 0029 C8CF            ST      P1H
143 002B 31              XPAL    1
144 002C C8CD            ST      P1L
145 002E C40F            LDI     H(RAM)  ;SET P2 TO POINT TO RAM.
146 0030 36              XPAH    2
147 0031 C8C9            ST      P2H
148 0033 C400            LDI     L(RAM)
149 0035 32              XPAL    2
150 0036 C8C5            ST      P2L
151 0038 C701            LD      @1(3)   ;BUMP P3 FOR RETURN.
152 003A 33              XPAL    3       ;SAVE P3.
153 003B CA0C            ST      ADL(2)
154 003D 37              XPAH    3
155 003E CA0E            ST      ADH(2)

156                      .PAGE
157
158
159             ;        ABORT SEQUENCE
160
161 0040        ABORT:
162 0040 C400            LDI     0
163 0042 CA02            ST      D3(2)
164 0044 CA03            ST      D4(2)
165 0046 CA08            ST      D9(2)
166 0048 C440            LDI     DASH    ;SET SEGMENTS TO
167 004A CA00            ST      DL(2)
168 004C CA01            ST      DH(2)
169 004E CA04            ST      ADLL(2)
170 0050 CA05            ST      ADLH(2)
171 0052 CA06            ST      ADHL(2)
172 0054 CA07            ST      ADHH(2)
173 0056        WAIT:
174 0056 C401            JS      3,KYBD  ;DISPLAY AND READ KEYBOARD.
    0058 37C4
    005A 8433
    005C 3F
175 005D 9002            JMP     WCK     ;COMMAND RETURN.
176 005F 90DF            JMP     ABORT   ;RETURN FOR NUMBER.
177
178 0061        WCK:
179 0061 E407            XRI     07      ;CHECK IF MEM.
180 0063 9856            JZ      MEM
181 0065 E401            XRI     01      ;CHECK IF GO.
182 0067 9CD7            JNZ     ABORT

183                      .PAGE   ' GO TO '
184
185             ;        GO WAS PUSHED
186             ;        GO TO USER PROGRAM
187 0069        GO:
188 0069 C4FF            LDI     -1      ;SET FIRST FLAG.
189 006B CA0F            ST      DDTA(2)
```

SCMPKB

SCMPKB

```
190 006D C440            LDI    DASH          ;SET DATA TO DASH.
191 006F CA00            ST     DL(2)
192 0071 CA01            ST     DH(2)
193 0073          GOL:
194 0073 C459            LDI    L(DISPA)-1    ;FIX ADDRESS SEG.
195 0075 33              XPAL   3
196 0076 3F              XPPC   3             ;DO DISPLAY AND KEYBRD.
197 0077 9006            JMP    GOCK          ;COMMAND RETURN.
198 0079 C41A            LDI    L(ADR)-1      ;SET ADDRESS.
199 007B 33              XPAL   3
200 007C 3F              XPPC   3
201 007D 90F4            JMP    GOL           ;NOT DONE.
202 007F          GOCK:
203 007F E403            XRI    03            ;CHECK FOR TERM.
204 0081 9880            JZ     GOOUT         ;ERROR IF NO TERM.
205
206
207               ;      INCORRECT SEQUENCE
208               ;      DISPLAY ERROR WAIT FOR NEW INPUT
209
210
211 0083          ERROR:
212 0083 C479            LDI    KE            ;FILL WITH ERROR.
213 0085 CA07            ST     ADHH(2)
214 0087 C450            LDI    KR
215 0089 CA06            ST     ADHL(2)
216 008B CA05            ST     ADLH(2)
217 008D CA03            ST     D4(2)
218 008F C45C            LDI    KO
219 0091 CA04            ST     ADLL(2)
220 0093 C400            LDI    0
221 0095 CA02            ST     D3(2)
222 0097 CA01            ST     DH(2)
223 0099 CA00            ST     DL(2)
224 009B 90B9            JMP    WAIT


225                      .PAGE    MEMORY TRANACTIONS
226
227 009D          DTACK:
228 009D C211            LD     NEXT(2)       ;CHECK IF DATA FIELD.
229 009F 9C36            JNZ    DATA          ;ADDRESS DONE.
230
231
232 00A1          MEMDN:
233 00A1 C20E            LD     ADH(2)        ;PUT WORD IN MEM.
234 00A3 35              XPAH   1
235 00A4 C20C            LD     ADL(2)
236 00A6 31              XPAL   1
237 00A7 C20D            LD     WORD(2)
238 00A9 C900            ST     (1)
239 00AB 900E            JMP    MEM
240
241 00AD          MEMCK:
242 00AD E406            XRI    06            ;CHECK FOR GO.
243 00AF 98D2            JZ     ERROR         ;CAN NOT GO NOW.
244 00B1 E405            XRI    05            ;CHECK FOR TERM.
245 00B3 98E8            JZ     DTACK         ;CHECK IF DONE.
246 00B5 AA0C            ILD    ADL(2)        ;UPDATE ADDRESS LOW.
247 00B7 9C02            JNZ    MEM           ;CHECK IF UPDATE HI.
248 00B9 AA0E            ILD    ADH(2)
249
250               ;      MEM KEY PUSHED
251 00BB          MEM:
252 00BB C4FF            LDI    -1            ;SET FIRST FLAG.
253 00BD CA11            ST     NEXT(2)       ;SET FLAG FOR ADDRESS NOW.
254 00BF CA0F            ST     DDTA(2)
255 00C1          MEML:
```

SCMPKB

```
256 00C1 C20E          LD      ADH(2)
257 00C3 35            XPAH    1              ;SET P1 FOR MEM ADDRESS.
258 00C4 C20C          LD      ADL(2)
259 00C6 31            XPAL    1
260 00C7 C100          LD      (1)
261 00C9 CA0D          ST      WORD(2)        ;SAVE MEM DATA.
262 00CB C43F          LDI     L(DISPD)-1     ;FIX DATA SEG.
263 00CD 33            XPAL    3
264 00CE 3F            XPPC    3              ;GO TO DISPD SET SEG FOR DATA.
265 00CF 90DC          JMP     MEMCK          ;COMMAND RETURN.
266 00D1 C41A          LDI     L(ADR)-1       ;MAKE ADDRESS.
267 00D3 33            XPAL    3
268 00D4 3F            XPPC    3
269 00D5 90EA          JMP     MEML           ;GET NEXT CHAR.
270 00D7        DATA:
271 00D7 C4FF          LDI     -1             ;SET FIRST FLAG.
272 00D9 CA0F          ST      DDTA(2)
273 00DB C20E          LD      ADH(2)         ;SET P1 TO MEMORY ADDRESS.
274 00DD 35            XPAH    1
275 00DE C20C          LD      ADL(2)
276 00E0 31            XPAL    1
277 00E1 C100          LD      (1)            ;READ DATA WORD.
278 00E3 CA0D          ST      WORD(2)        ;SAVE FOR DISPLY.

279                    .PAGE
280 00E5        DATAL:
281 00E5 C43F          LDI     L(DISPD)-1     ;FIX DATA SEG.
282 00E7 33            XPAL    3
283 00E8 3F            XPPC    3              ;FIX DATA SEG-GO TO DISPD.
284 00E9 90C2          JMP     MEMCK          ;CHAR RETURN.
285 00EB C404          LDI     4              ;SET COUNTER FOR NUMBER OF SHIFTS
286 00ED CA09          ST      CNT(2)
287 00EF AA0F          ILD     DDTA(2)        ;CHECK IF FIRST.
288 00F1 9C06          JNZ     DNFST
289 00F3 C400          LDI     0              ;ZERO WORD IF FIRST.
290 00F5 CA0D          ST      WORD(2)
291 00F7 CA11          ST      NEXT(2)        ;SET FLAG FOR ADDRESS DONE.
292 00F9        DNFST:
293 00F9 02            CCL
294 00FA C20D          LD      WORD(2)        ;SHIFT LEFT.
295 00FC F20D          ADD     WORD(2)
296 00FE CA0D          ST      WORD(2)
297 0100 BA09          DLD     CNT(2)         ;CHECK FOR 4 SHIFTS.
298 0102 9CF5          JNZ     DNFST
299 0104 C20D          LD      WORD(2)        ;ADD NEW DATA.
300 0106 58            ORE
301 0107 CA0D          ST      WORD(2)
302 0109 90DA          JMP     DATAL

303                    .PAGE   'HEX NUMBER TO SEGMENT TABLE '
304
305
306             ;      HEX NUMBER TO SEVEN SEGMENT TABLE
307
308
309 010B        CROM:
310 010B 3F            .BYTE   N0
311 010C 06            .BYTE   N1
312 010D 5B            .BYTE   N2
313 010E 4F            .BYTE   N3
314 010F 66            .BYTE   N4
315 0110 6D            .BYTE   N5
316 0111 7D            .BYTE   N6
317 0112 07            .BYTE   N7
318 0113 7F            .BYTE   N8
319 0114 67            .BYTE   N9
```

SCMPKB

SCMPKB

```
320 Ø115 77              .BYTE   NA
321 Ø116 7C              .BYTE   NB
322 Ø117 39              .BYTE   NC
323 Ø118 5E              .BYTE   ND
324 Ø119 79              .BYTE   NE
325 Ø11A 71              .BYTE   NF


326                      .PAGE   ' MAKE 4 DIGIT ADDRESS '
327 Ø11B          ADR:
328
329
330               ;      SHIFT ADDRESS LEFT ONE DIGIT THEN
331               ;      ADD NEW LOW HEX DIGIT.
332               ;      HEX DIGIT IN E REGISTER.
333               ;      P2 POINTS TO RAM.
334
335 Ø11B C4Ø4            LDI     4              ;SET NUMBER OF SHIFTS.
336 Ø11D CAØ9            ST      CNT(2)
337 Ø11F AAØF            ILD     DDTA(2)        ;CHECK IF FIRST.
338 Ø121 9CØ6            JNZ     NOTFST         ;JMP IF NO.
339 Ø123 C4ØØ            LDI     Ø              ;ZERO ADDRESS.
340 Ø125 CAØE            ST      ADH(2)
341 Ø127 CAØC            ST      ADL(2)
342 Ø129          NOTFST:
343 Ø129 Ø2              CCL                    ;CLEAR LINK.
344 Ø12A C2ØC            LD      ADL(2)         ;SHIFT ADDRESS LEFT 4 TIMES.
345 Ø12C F2ØC            ADD     ADL(2)
346 Ø12E CAØC            ST      ADL(2)         ;SAVE IT.
347 Ø130 C2ØE            LD      ADH(2)         ;NOW SHIFT HIGH.
348 Ø132 F2ØE            ADD     ADH(2)
349 Ø134 CAØE            ST      ADH(2)
350 Ø136 BAØ9            DLD     CNT(2)         ;CHECK IF SHIFTED 4 TIMES.
351 Ø138 9CEF            JNZ     NOTFST         ;JMP IF NOT DONE.
352 Ø13A C2ØC            LD      ADL(2)         ;NOW ADD NEW NUMBER.
353 Ø13C 58              ORE
354 Ø13D CAØC            ST      ADL(2)         ;NUMBER IS NOW UP DATED.
355 Ø13F 3F              XPPC    3
356


357                      .PAGE   ' DATA TO SEGMENTS '
358
359
360
361               ;      CONVERT HEX DATA TO SEGMENTS.
362               ;      P2 POINTS TO RAM.
363               ;      DROPS THRU TO HEX ADDRESS CONVERSION.
364
365
366 Ø140          DISPD:
367 Ø140 C4Ø1            LDI     H(CROM)        ;SET ADDRESS OF TABLE.
368 Ø142 35              XPAH    1
369 Ø143 C40B            LDI     L(CROM)
370 Ø145 31              XPAL    1
371 Ø146 C2ØD            LD      WORD(2)        ;GET MEMORY WORD.
372 Ø148 D4ØF            ANI     ØF
373 Ø14A Ø1              XAE
374 Ø14B C18Ø            LD      -128(1)        ;GET SEGMENT DISP.
375 Ø14D CAØØ            ST      DL(2)          ;SAVE AT DATA LOW.
376 Ø14F C2ØD            LD      WORD(2)        ;FIX HI.
377 Ø151 1C              SR                     ;SHIFT HI TO LOW.
378 Ø152 1C              SR
379 Ø153 1C              SR
380 Ø154 1C              SR
381 Ø155 Ø1              XAE
382 Ø156 C18Ø            LD      -128(1)        ;GET SEGMENTS.
383 Ø158 CAØ1            ST      DH(2)          ;SAVE IN DATA HI.
```

SCMPKB

```
384
385
386
387                      .PAGE      ADDRESS TO SEGMENTS
388
389
390
391              ;       CONVERT HEX ADDRESS TO SEGMENTS.
392              ;       P2 POINTS TO RAM.
393              ;       DROPS THRU TO KEYBOARD AND DISPLAY.
394
395
396 015A         DISPA:
397 015A 03              SCL
398 015B C401            LDI     H(CROM)         ;SET ADDRESS OF TABLE.
399 015D 35              XPAH    1
400 015E C40B            LDI     L(CROM)
401 0160 31              XPAL    1
402 0161         LOOPD:
403 0161 C20C            LD      ADL(2)          ;GET ADDRESS.
404 0163 D40F            ANI     0F
405 0165 01              XAE
406 0166 C180            LD      -128(1)         ;GET SEGMENTS.
407 0168 CA04            ST      ADLL(2)         ;SAVE SEG OF ADR LL.
408 016A C20C            LD      ADL(2)
409 016C 1C              SR                      ;SHIFT HI DIGIT TO LOW.
410 016D 1C              SR
411 016E 1C              SR
412 016F 1C              SR
413 0170 01              XAE
414 0171 C180            LD      -128(1)         ;GET SEGMENTS
415 0173 CA05            ST      ADLH(2)
416 0175 06              CSA                     ;CHECK IF DONE.
417 0176 D480            ANI     080
418 0178 9809            JZ      DONE
419 017A 02              CCL                     ;CLEAR FLAG.
420 017B C400            LDI     0
421 017D CA03            ST      D4(2)           ;ZERO DIGIT 4.
422 017F C602            LD      @2(2)           ;FIX P2 FOR NEXT LOOP.
423 0181 90DE            JMP     LOOPD
424 0183         DONE:
425 0183 C6FE            LD      @-2(2)          ;FIX P2.
426
427
428                      .PAGE    ' DISPLAY AND KEYBOARD INPUT
429
430              ;       CALL    XPPC    3
431
432              ;       JMP     COMMAND  IN A GO=6,MEM=7,TERM=3
433              ;                     IN E GO=22,MEM=23,TERM=27.
434              ;       NUMBER RETURN    HEX NUMBER IN E REG.
435
436              ;       ABORT KEY GOES TO ABORT.
437
438              ;       ALL REGISTERS ARE USED.
439
440              ;       P2 MUST POINT TO RAM.ADDRESS MUST BE XXX0.
441
442              ;       TO RE-EXECUTE ROUTINE DO XPPC P3.
443
444
445 0185         KYBD:
446 0185 C400            LDI     0               ;ZERO CHAR.
447 0187 CA0B            ST      CHAR(2)
```

SCMPKB

SCMPKB

```
448 Ø189 C4ØD            LDI     H(DISP)        ;SET DISPLAY ADDRESS.
449 Ø18B 35              XPAH    1
450 Ø18C         OFF:
451 Ø18C C4FF            LDI     -1             ;SET ROW/DIGIT ADDRESS.
452 Ø18E CA1Ø            ST      ROW(2)         ;SAVE ROW COUNTER.
453 Ø19Ø C4ØA            LDI     1Ø             ;SET ROW COUNT.
454 Ø192 CAØ9            ST      CNT(2)
455 Ø194 C4ØØ            LDI     Ø
456 Ø196 CAØA            ST      PUSHED(2)      ;ZERO KEYBOARD INPUT.
457 Ø198 31              XPAL    1              ;SET DISP ADDRESS LOW.
458 Ø199         LOOP:
459 Ø199 AA1Ø            ILD     ROW(2)         ;UP DATE ROW ADDRESS.
460 Ø19B Ø1              XAE
461 Ø19C C28Ø            LD      -128(2)        ;GET SEGMENT.
462 Ø19E C98Ø            ST      -128(1)        ;SEND IT.
463 Ø1AØ 8FØØ            DLY     Ø              ;DELAY FOR DISPLAY.
464 Ø1A2 C18Ø            LD      -128(1)        ;GET KEYBOARD INPUT.
465 Ø1A4 E4FF            XRI     ØFF            ;CHECK IF PUSHED.
466 Ø1A6 9C4C            JNZ     KEY            ;JUMP IF PUSHED.
467 Ø1A8         BACK:
468 Ø1A8 BAØ9            DLD     CNT(2)         ;CHECK IF DONE.
469 Ø1AA 9CED            JNZ     LOOP           ;NO IF JUMP.
470 Ø1AC C2ØA            LD      PUSHED(2)      ;CHECK IF KEY.
471 Ø1AE 98ØA            JZ      CKMORE
472 Ø1BØ C2ØB            LD      CHAR(2)        ;WAS THERE A CHAR?
473 Ø1B2 9CD8            JNZ     OFF            ;YES WAIT FOR RELEASE.
474 Ø1B4 C2ØA            LD      PUSHED(2)      ;NO SET CHAR.
475 Ø1B6 CAØB            ST      CHAR(2)
476 Ø1B8 9ØD2            JMP     OFF
477 Ø1BA         CKMORE:
478 Ø1BA C2ØB            LD      CHAR(2)        ;CHECK IF THERE WAS A CHAR.
479 Ø1BC 98CE            JZ      OFF            ;NO KEEP LOOKING.


480                      .PAGE
481
482              ;       COMMAND KEY PROCESSING
483
484 Ø1BE         COMMAND:
485 Ø1BE Ø1              XAE                    ;SAVE CHAR.
486 Ø1BF 4Ø              LDE                    ;GET CHAR.
487 Ø1CØ D42Ø            ANI     Ø2Ø            ;CHECK FOR COMMAND.
488 Ø1C2 9C28            JNZ     CMND           ;JUMP IF COMMAND.
489 Ø1C4 C48Ø            LDI     Ø8Ø            ;FIND NUMBER.
490 Ø1C6 5Ø              ANE
491 Ø1C7 9C1B            JNZ     LT7            ;Ø TO 7.
492 Ø1C9 C44Ø            LDI     Ø4Ø
493 Ø1CB 5Ø              ANE
494 Ø1CC 9C19            JNZ     N89            ;8 OR 9.
495 Ø1CE C4ØF            LDI     ØF
496 Ø1DØ 5Ø              ANE
497 Ø1D1 F4Ø7            ADI     7              ;MAKE OFF SET TO TABLE.
498 Ø1D3 Ø1              XAE                    ;PUT OFF SET AWAY.
499 Ø1D4 CØ8Ø            LD      -128(Ø)        ;GET NUMBER.
500 Ø1D6         KEYRTN:
501 Ø1D6 Ø1              XAE                    ;SAVE IN E.
502 Ø1D7 C7Ø2            LD      @2(3)          ;FIX RETURN.
503 Ø1D9 3F              XPPC    3              ;RETURN.
504 Ø1DA 9ØA9            JMP     KYBD           ;ALLOWS XPPC P3 TO RETURN.
505
506 Ø1DC ØAØB            .BYTE   ØA,ØB,ØC,ØD,Ø,Ø,ØE,ØF
    Ø1DE ØCØD
    Ø1EØ ØØØØ
    Ø1E2 ØEØF
507 Ø1E4         LT7:
508 Ø1E4 6Ø              XRE                    ;KEEP LOW DIGIT.
509 Ø1E5 9ØEF            JMP     KEYRTN
510 Ø1E7         N89:
```

SCMPKB

```
511 Ø1E7 6Ø              XRE                      ;GET LOW.
512 Ø1E8 F4Ø8            ADI       Ø8             ;MAKE DIGIT 8 OR 9.
513 Ø1EA 9ØEA            JMP       KEYRTN


514                      .PAGE
515 Ø1EC          CMND:
516 Ø1EC 6Ø              XRE
517 Ø1ED E4Ø4            XRI       Ø4             ;CHECK IF ABORT.
518 Ø1EF 98Ø8            JZ        ABRT           ;ABORT.
519 Ø1F1 3F              XPPC      3              ;IN E 23=MEM,22=GO,27=TERM.
52Ø                                               ;IN A 7=MEM,6=GO,3=TERM.
521 Ø1F2 9Ø91            JMP       KYBD           ;ALLOWS JUST A XPPC P3 TO RETURN.
522
523
524 Ø1F4          KEY:
525 Ø1F4 58              ORE                      ;MAKE CHAR.
526 Ø1F5 CAØA            ST        PUSHED(2)      ;SAVE CHAR.
527 Ø1F7 9ØAF            JMP       BACK
528
529 Ø1F9          ABRT:
53Ø Ø1F9 C4ØØ            LDI       H(ABORT)
531 Ø1FB 37              XPAH      3
532 Ø1FC C43F            LDI       L(ABORT)-1
533 Ø1FE 33              XPAL      3
534 Ø1FF 3F              XPPC      3              ;GO TO ABORT


535                      .PAGE     ' RAM OFF-SET '
536
537
538      ØØØØ   DL       =         Ø              ;SEGMENT FOR DIGIT 1
539      ØØØ1   DH       =         1              ;SEGMENT FOR DIGIT 2
54Ø      ØØØ2   D3       =         2              ;SEGMENT FOR DIGIT 3
541      ØØØ3   D4       =         3              ;SEGMENT FOR DIGIT 4
542      ØØØ4   ADLL     =         4              ;SEGMENT FOR DIGIT 5
543      ØØØ5   ADLH     =         5              ;SEGMENT FOR DIGIT 6
544      ØØØ6   ADHL     =         6              ;SEGMENT FOR DIGIT 7
545      ØØØ7   ADHH     =         7              ;SEGMENT FOR DIGIT 8
546      ØØØ8   D9       =         8              ;SEGMENT FOR DIGIT 9
547      ØØØ9   CNT      =         9              ;COUNTER.
548      ØØØA   PUSHED   =         1Ø             ;KEY PUSHED.
549      ØØØB   CHAR     =         11             ;CHAR READ.
55Ø      ØØØC   ADL      =         12             ;MEMORY ADDRESS LOW.
551      ØØØD   WORD     =         13             ;MEMORY WORD.
552      ØØØE   ADH      =         14             ;MEMORY ADDRESS HI.
553      ØØØF   DDTA     =         15             ;FIRST FLAG.
554      ØØ1Ø   ROW      =         16             ;ROW COUNTER.
555      ØØ11   NEXT     =         17             ;FLAG FOR NOW DATA.
556
557
558      ØØØØ            .END

   ******          Ø ERRORS IN ASSEMBLY     ******
A        ABORT    ABRT     ADH      ADHH     ADHL     ADL      ADLH     ADLL     ADR
ØFFD     ØØ4Ø     Ø1F9     ØØØE     ØØØ7     ØØØ6     ØØØC     ØØØ5     ØØØ4     Ø11B

BACK     CHAR     CKMORE   CMND     CNT      COMMAN   CROM     D3       D4       D9
Ø1A8     ØØØB     Ø1BA     Ø1EC     ØØØ9     Ø1BE     Ø1ØB     ØØØ2     ØØØ3     ØØØ8

DASH     DATA     DATAL    DDTA     DH       DISP     DISPA    DISPD    DL       DNFST
ØØ4Ø     ØØD7     ØØE5     ØØØF     ØØØ1     ØDØØ     Ø15A     Ø14Ø     ØØØØ     ØØF9

DONE     DTACK    E        ERROR    GO       GOCK     GOL      GOOUT    INIT     KE
Ø183     ØØ9D     ØFFE     ØØ83     ØØ69     ØØ7F     ØØ73     ØØØ3     ØØØ1     ØØ79

KEY      KEYRTN   KO       KR       KYBD     LOOP     LOOPD    LT7      MEM      MEMCK
```

SCMPKB

01F4	01D6	005C	0050	0185	0199	0161	01E4	00BB	00AD
MEMDN	MEML	N0	N1	N2	N3	N4	N5	N6	N7
00A1	00C1	003F	0006	005B	004F	0066	006D	007D	0007
N8	N89	N9	NA	NB	NC	ND	NE	NEXT	NF
007F	01E7	0067	0077	007C	0039	005E	0079	0011	0071
NOTFST	OFF	P1H	P1L	P2H	P2L	PUSHED	RAM	ROW	S
0129	018C	0FF9	0FFA	0FFB	0FFC	000A	0F00	0010	0FFF
SA	SB	SC	SD	SE	SF	SG	START	WAIT	WCK
0001	0002	0004	0008	0010	0020	0040	0020	0056	0061
WORD									
000D									

A799 08AB

Questa sezione è autonoma. E' in grado di gestire la tastiera ed il display, di eseguire il programma presente in memoria, ma non è in grado di colloquiare con il mondo esterno se non tramite tastiera.

— Le espansioni, gestite dalla sezione micro, consentono:

a) Impostazione da morsettiera del SA e del SB di SC/MP.
b) Visualizzazione tramite Led dello stato dei SA, SB.
c) Dotano Pippo di due ports paralleli da 8 bits per operazioni di I/O (Input/Output) TTL compatibili.
d) Visualizzazione degli 8 bits di uscita tramite Leds.
e) Disponibilità in morsettiera, con segnali TTL, di F0; F1; F2; Sout. Visualizzazione degli stessi tramite Leds di vari colori.
f) Prelevano dalla morsettiera il segnale SIN e lo portano a SC/MP.
g) Disponibilità in morsettiera del segnale di XOUT.
h) Reset da morsettiera dei ports. Lo stato del CLR è visualizzato tramite Led.
i) Possibilità di allacciamento, tramite connettore, con schedina esterna per il funzionamento in "singolo ciclo" o in "singola istruzione".

Come si può notare da questa sommaria descrizione preliminare, pur nella sua semplicità ed economicità, PIPPO non è un giocattolo a microprocessore! Scevro da fronzoli o promesse miracolistiche, si presenta per quello che è: Economico sistema didattico per soddisfare le non poche esigenze di chi ha veramente intenzione di imparare ad usare un μP versatile ed economico come SC/MP. Per questa esigenza ha tutte le carte in regola.
Lo schema generale di Pippo, per questioni di chiarezza, data la quantità non piccola di componenti presenti, è stato spezzato in tre parti. Come si può vedere in fig. 43 e 44, tutti i componenti sono stati numerati. Sugli stessi è altresì riportata anche la numerazione dei relativi piedini per ogni integrato. Tutto questo lavoro è stato fatto per facilitare al massimo sia la lettura e l'illustrazione dello schema, che il rapido riconoscimento dei punti salienti sullo stampato.
Gli integrati adottati per le varie funzioni sono del tipo 74LS (Low-Schottky) che, seppure più cari della serie 74, consentono di limitare notevolmente le correnti di alimentazione. In questo modo la sezione alimentatrice, ampiamente dimensionata, non rischia di trasformarsi in una stufetta elettrica.
Il software, della lunghezza di 512 Bytes, è residente in una EPROM del tipo MM 5204. Esso contiene numerose routines di utilizzo, che possono essere richiamate all'occorrenza.
L'analisi dello schema e del software qui riportato, sarà oggetto di un più attento esame nei prossimi capitoli.

Costo materiale

	Abbonati	**Non abbonati**
PIPPO base	99.500	119.400
Espansioni	21.090	25.365
Alimentatore	18.810	22.575
Totale	139.400	167.340

I prezzi sono comprensivi di I.V.A e spese postali.

INTERRUTTORE E VARIALUCE SENSITIVO UK 639

Attenuatore di luce TRIAC con originale sistema di pilotaggio che richiede il semplice tocco con un dito per eseguire sia le operazioni di regolazione che di accensione-spegnimento di una o più lampade.
Gli impieghi dell'UK 639 sono svariati: attenuazione delle luci negli appartamenti, nei negozi, nelle sale di proiezione, nei laboratori fotografici ecc.

CARATTERISTICHE TECNICHE

Alimentazione: 220 V c.a 50 Hz.
Potenza passante: 250 W max

MODULATORE DI LUCE MICROFONICO UK 726

Questa scatola di montaggio consente la modulazione della luce a mezzo di microfono.
Pratico per la realizzazione di giochi di luci psichedeliche.
Non sono necessari collegamenti elettrici all'amplificatore; l'UK 726 può essere infatti semplicemente avvicinato alla cassa acustica, oppure all'altoparlante di una radio o di un registratore, oppure all'orchestra, al disc-jockey, al cantante, ottenendo risultati sorprendenti.
L'apparecchio è dotato di una regolazione della sensibilità che, al suo massimo valore, consentirà di ottenere l'effetto psichedelico solamente con dei sussurri.

CARATTERISTICHE TECNICHE

Alimentazione rete: 220 V 50 Hz
Potenza max delle lampade: 500 W

MULTIMETRO DIGITALE UK 428

Completo ed efficiente strumento con precisione di tre cifre e mezza, fornito di rete di adattamento a larga banda passante ed elevata impedenza d'ingresso per la misura delle tensioni e delle correnti in corrente continua ed alternata e delle resistenze, dispositivo per la misura della caduta di tensione sulle giunzioni a semiconduttore.
Adatto per laboratorio e servizio di riparazioni.

CARATTERISTICHE TECNICHE

Alimentazione: 220 Vc.a. 50/60 Hz.
Funzioni: V CC, V CA, I CC, I CA, R
Portate voltmetriche
200 mV, 2 V, 20 V, 200 V
2 kV fondo scala
Portate amperometriche
200 μA, 2 mA, 20 mA, 200 mA,
2 A a fondo scala.
Portate ohmmetriche:
20 MΩ, 2 MΩ, 200 kΩ, 20 kΩ, 2 kΩ
Precisione tra 20 e 25 °C
Tensione continua
Per la scala 200 mV ± 0,2%
Per le altre scale ± 0,5%
Tensione alternata ± 1%
Corrente continua ± 1%
Corrente alternata ± 2%
Resistenze ± 1%
Banda passante a 3 dB 20 kHz
Stabilità termica
± 0,005% per grado centigrado
Dimensioni d'ingombro
270 x 175 x 100

Il TV GAMES modello UK 970 Amtron

Abbiamo già presentato in precedenti numeri di E.V. (6/78 e 1/79) dei TV Games, che hanno indubbiamente raccolto un innegabile successo.
Quello che presentiamo è un KIT per principianti, completo in ogni particolare, inclusa una elegante custodia in materiale plastico, il cui montaggio è particolarmente semplice.

CARATTERISTICHE TECNICHE

Alimentazione 9V, con 6 pile da 1,5 volt in serie.
Portante AF: 62,25 MHz = Canale 4.
Connessione al televisore in cavetto concentrico tipo TV da 75 Ω.
Giochi programmati 4: Tennis, Calcio, Hockey, Pelota (doppio e singolo).

IL CIRCUITO

Lo UK 970 come del resto un gran numero degli apparecchietti simili già in commercio a prezzi accessibili, si basa sull'impiego di un modulo "ad alto grado d'integrazione" noto con la sigla AY 3-8500.
Le nuove tecniche d'alta integrazione (LSI) oltre a produrre i versatilissimi microprocessori, d'uso universale, mettono di tanto in tanto sul mercato moduli di costruzione similare, che però sono *specializzati per eseguire tipiche funzioni.*
Lo AY 3-8500 è uno di questi: tutta la grande complicazione delle funzioni richieste per convertire il cinescopio in un campo di giochi con la palla, sono riassunte nell'interno del *chip integrato.* Per chi realizza il Kit, resta solo da assiemare pochi componenti, mettendo in opera poche semplici interconnessioni.

MONTAGGIO

Comprende 6 fasi: 4 per la parte elettrica-elettronica, una per il montaggio meccanico vero e proprio, una di collaudo e messa a punto. Occorrono due serate di "passatempo".
Il Kit dell'apparecchio UK 970 è corredato di un foglio di istruzioni chiarissime, dove le varie fasi sono descritte passo-passo. Vi è inoltre una serie di figure ed illustrazioni che chiariscono ogni dubbio.
Naturalmente, per un buon successo, occorre seguire alcune elementari avvertenze come:

- Adoperare un saldatore di piccola potenza, con punta adatta per montaggi piccoli, su scheda con piste di rame serigrafate.
- Usare un buon stagno con anima disossidante e non usare assolutamente nessun altro disossidante chimico.
- Fare delle saldature brillanti, con poco stagno e stare attenti che il materiale, scorrendo a caldo, non provochi corto circuiti.
- Tenere il saldatore (ben pulito) sui punti da unire, per il tempo strettamente necessario, evitando di surriscaldare componenti e piste.
- Montare i componenti polarizzati correttamente, secondo le istruzioni che di volta in volta sono date, nelle varie fasi del ciclo di montaggio.

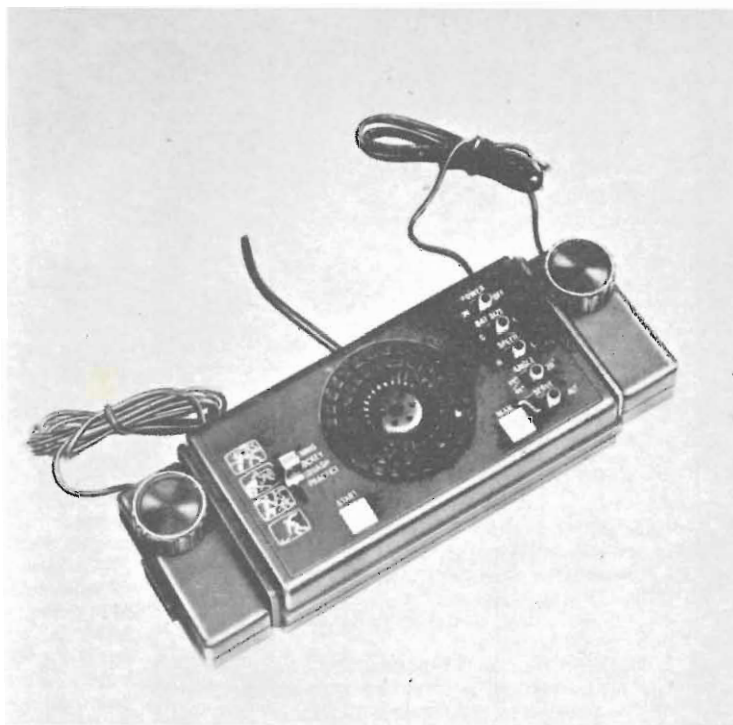



Fig. 1 - Il TV GAMES UK 970.

Messa a punto

- Mettere in opera, sul coperchio di fondo, 6 torcette in serie, da 1,5 V.
- Collegare lo UK 970 al televisore: antenna 1° canale (VHF) mediante l'apposito cavetto a connettore.
- Accendere lo UK 970 ed il Televisore.
- Un primo indizio di buon funzionamento saranno i fischi nello altoparlante dello UK 970, in corrispondenza d'ogni battuta.
- Posizionare il selettore di canale del televisore su (4); agire sulla manopola di sintonia del televisore e contemporaneamente sul nucleo della bobina L1 dello UK 970, con piccoli spostamenti, fino ad ottenere un campo di gioco ben delimitato e stabile.
- Ottenuta la perfetta sintonia sul canale 4, regolare eventualmente il nucleo della bobina schermata L2, in modo da realizzare una più rettilinea delimitazione del rettangolo di gioco.
- Se il quadro tende a scorrere sullo schermo del cinescopio, agire sul controllo di *sincro-verticale* del televisore.

COME SI GIOCA

Una descrizione particolareggiata dei giochi, con nitide illustrazioni, si può avere nel numero 6/78 di E.V. pagina 36: "TV GAME 1".
Ad ogni modo, ripetiamo qui in sintesi breve le modalità dei 4 giochi possibili, programmati nell'integrato AY 3-8500.

Fig. 2 - La scheda dello UK 970 completa e pronta da inserire nella custodia di plastica: in essa si notano l'integrato e 3 transistori.

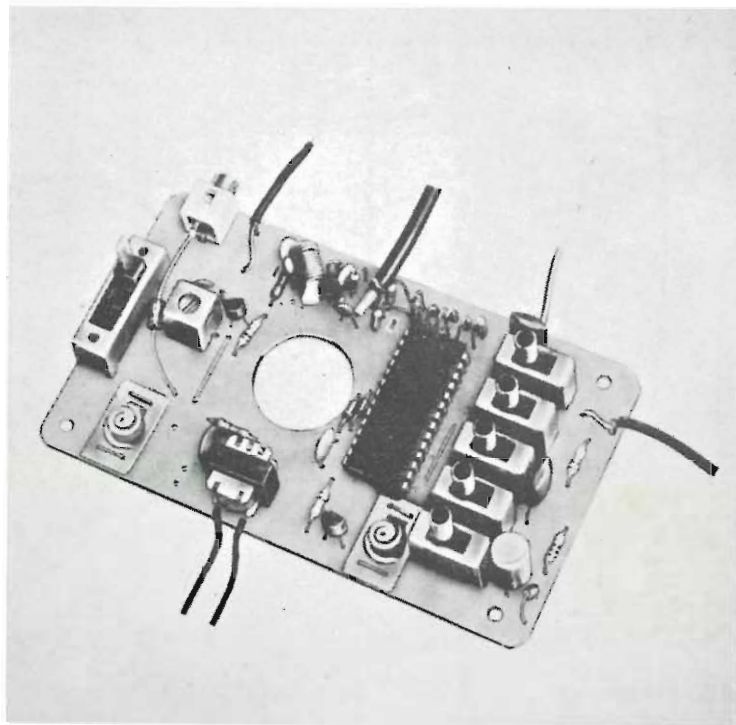
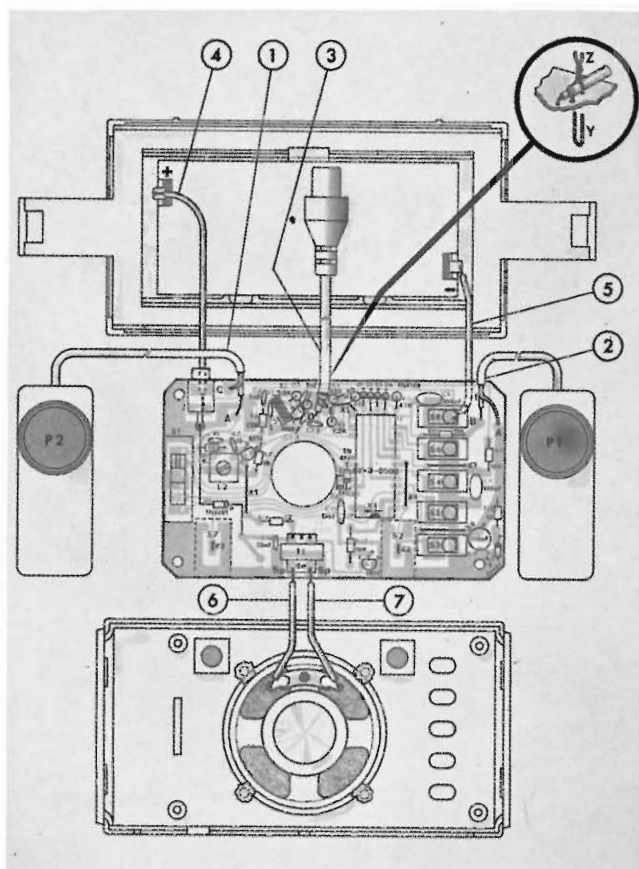



Fig. 3 - Vista esplosa dello UK 970: 1-2 - cavetti schermati di connessione ai potenziometri; 3 - cavetto concentrico e connettore per la connessione al televisore: si osservi il particolare ZY che serve a bloccare il cavetto sulla scheda; 4-5 - fili di connessione al porta-pile; 6-7 - connessioni all'altoparlante.

Tennis

Sul cinescopio compaiono le delimitazioni, la linea di rete, due racchette. Il punteggio, figura 4, appare in alto su ogni campo.
Quando ha inizio il gioco, compare la pallina; le difficoltà progressive, funzione della abilità acquisita dal giocatore, sono selezionabili mediante regolazioni sullo UK 970. Esse consistono nella velocità della palla, angoli di rimbalzo, lunghezza delle racchette.
I rimbalzi, palla colpita, punto segnato, sono accompagnati da suoni.

Calcio ed Hockey

Ogni partecipante dispone d'un attaccante e d'un portiere; quando l'attaccante colpisce la palla, questa va verso il portiere avversario.
Se l'attaccante perde la palla, questa procede nella sua metà campo.
Se il portiere non riesce a respingere la palla e questa entra in porta, il totalizzatore scatta un punto a favore dell'avversario.

Pelota

Esiste un solo campo e la palla rimbalza sul "muro di fondo" o sui lati. La palla deve essere colpita alternativamente da uno dei due giocatori.
Il giocatore che si lascia sfuggire la palla, è penalizzato d'un punto.

Practice (Allenamento)

Campo come il precedente, un solo giocatore; col *practice* una persona si esercita per conseguire una maggiore abilità, aumentando gradualmente le difficoltà.

PRODOTTI NUOVI

Antifurto per mezzi mobili KS 450

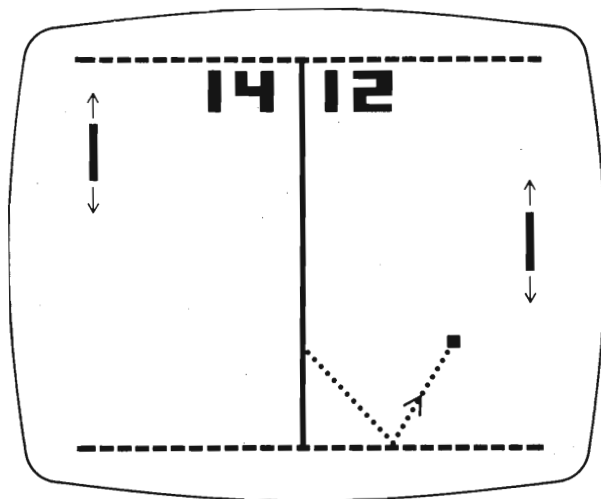
Questo antifurto, sensibile alle vibrazioni, viene offerto in KIT dalla Organizzazione di vendita GBC, ed è prodotto dalla KuriusKit.
Scopo del dispositivo è di proteggere da manomissione, furto, intrusioni: motoscafi, caravans, motociclette ed altri mezzi motorizzati.

Modo di funzionamento

Al primo tentativo non vi è alcun allarme, ma solo un "all'erta".
Al secondo tentativo vi è un preallarme di breve durata.
Al terzo tentativo vi è un allarme di lunga durata.
Si ha così una efficace protezione sensibile agli allarmi, ma praticamente inerte alle cause accidentali. Il consumo, durante la fase di attesa, è ridottissimo e non scarica quindi la batteria del mezzo protetto.

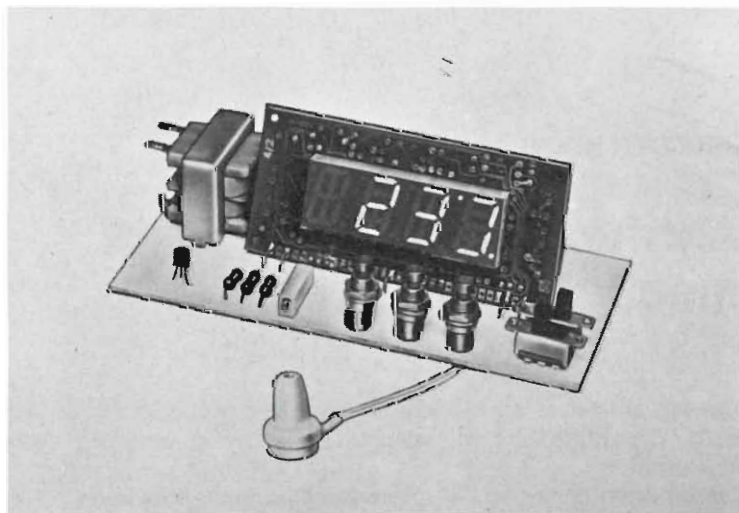
Caratteristiche principali

— Tensione di funzionamento	6 ÷ 15 Vcc
— Corrente assorbita (in assenza di allarme)	20 μA
— Tempo di guardia iniziale	20 secondi
— Tempo di preallarme	10 secondi
— Tempo di allarme	30 secondi
— Sensore di ingresso	contatto meccanico in chiusura
— Segnale di uscita	contatto elettronico di massa
— Corrente massima di uscita (avvisatore)	1 A cc

Fig. 4 - Il campo di tennis con rete, delimitazioni laterali, racchette e palla.

Tennis

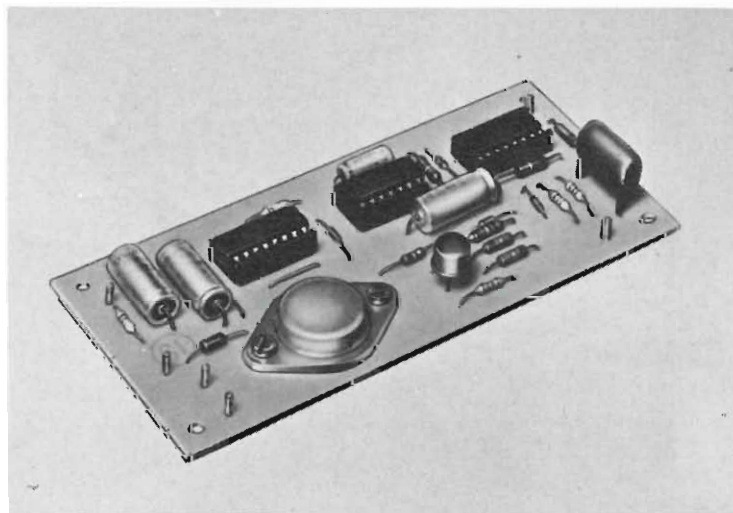
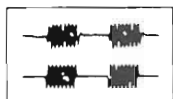
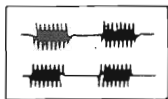
Comunicato stampa - Kuriuskit

KS 430 - TERMO-OROLOGIO

Un comodo orologio digitale ed un preciso termometro digitale con lo stesso circuito. Applicabile per svariatissimi usi: orologio-sveglia, orologio da tavolo, orologio da pannello per strumenti, termometro ambiente.

Alimentazione

CARATTERISTICHE TECNICHE

Alimentazione	dalla rete 220V CA 50 o 60 Hz
Funzionamento orologio	24 o 12 h
Funzionamento termometro	0 ÷ 40°C
Possibilità di lettura	in gradi centigradi o in fahrenheit.

Indicazione di un'avvenuta mancanza di corrente con lampeggiamento del display.
In vendita presso tutti i distributori "G.B.C."

UNO ALLA VOLTA

Sintonizzatore diodomatic a sintonia elettronica BS 290 Unificato 3B

(Descrizione relativa allo schema "Seleco" pubblicato sul n. 12).

GENERALITA'

La sintonizzazione, la scelta dei canali e la commutazione di banda possono essere realizzate elettronicamente, le prime due mediante diodi a capacità variabile Varicap, l'ultima mediante diodi di commutazione.
I vantaggi di tale comando elettronico sono:
assenza di parti mobili
riduzioni delle dimensioni
sicurezza di funzionamento
precisione nel ritorno di sintonia
assenza di collegamenti meccanici tra pulsantiera e gruppo.

L'avvento del sintonizzatore con diodi a capacità variabile è stato determinato dalle esigenze della TVC.
Una piccola desintonizzazione (mezzo megahertz) mentre non provoca effetti apprezzabili in un televisore in bianco e nero determina in un ricevitore TVC la perdita dei colori.
L'impiego di particolari transistori, di alimentazioni stabilizzate e dei diodi Varicap elimina questa possibilità ed il ricorso a controlli automatici di sintonia risulta così inutile.

DATI TECNICI

Frequenza di ricezione

Banda 1	47 ÷ 88 MHz
Banda III	170 ÷ 230 MHz
Banda IV e V	470 ÷ 790 MHz

Uscita M.F.

Portante video	38,9
Portante suono	33,4

Frequenza dell'oscillatore superiore a quella di ricezione.

Alimentazione

Tensione di alimentazione	12 Vcc
Tensione di varicap	+2 ÷ +30 Vcc
Tensione di AGC	+7,5 ÷ + 2 Vcc

Assorbimento

Banda I	9 mA
Banda III	28 mA
Banda IV e V	28 mA

Ingresso d'antenna

75 ohm asimmetrico.

FUNZIONI ELETTRONICHE

Transistori

AF 279	amplificatore UHF
AF 280	miscelatore UHF
AF 109 R	amplificatore VHF
AF 106	oscillatore VHF
AF 106	mescolatore VHF

Diodi

BA 243	commutazione RF
BA 243	commutazione RF
BA 243	commutazione RF
BA 243	commutazione RF
1N 4154	commutazione
1N 4154	commutazione
1N 4154	commutazione
1N 4154	commutazione
1N 4154	commutazione
1N 4154	protezione scariche elettriche
BB 105	
BB 105	varicap UHF
BB 105	

BB 109
BB 109 varicap VHF
BB 109

DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

Il segnale proveniente dall'antenna è applicato all'ingresso comune VHF + UHF tramite un connettore che contiene un circuito capacitivo atto ad isolare il morsetto dell'antenna dal telaio del televisore.
All'ingresso del gruppo un circuito demiscelatore provvede alla separazione dei segnali UHF da quelli VHF.

S C H E M A   A   B L O C C H I

V H F

Antenna

Amplificatore R.F. VHF

Oscillatore

Demiscelatore

Miscelatore VHF

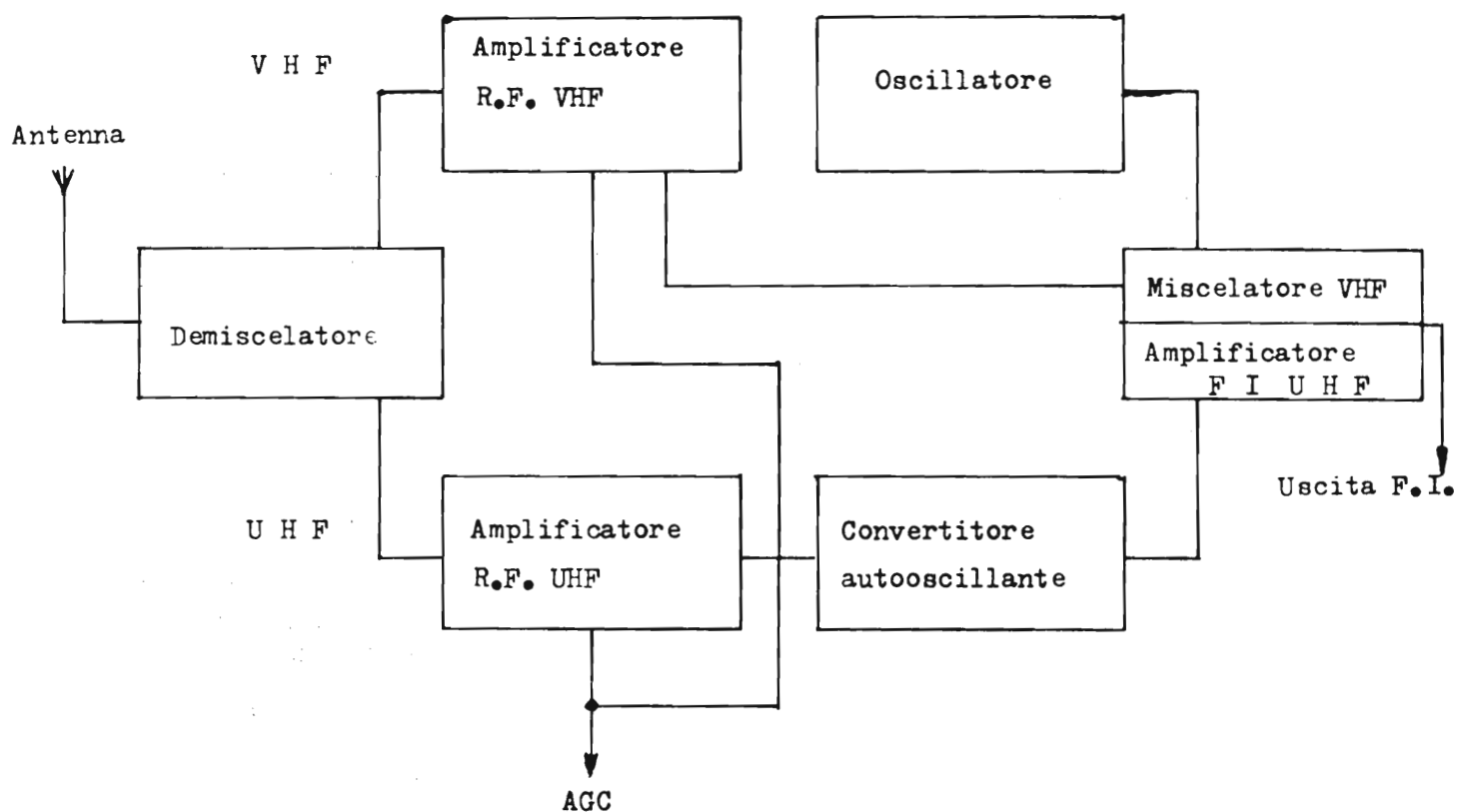
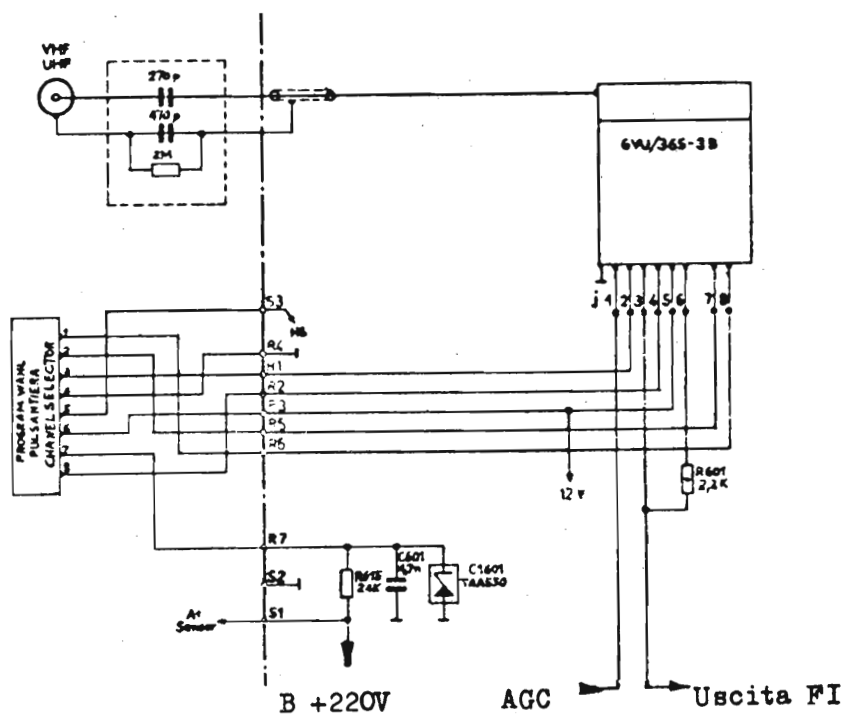
Amplificatore F I U H F

Uscita F.I.

U H F

Amplificatore R.F. UHF

Convertitore autooscillante

AGC

DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

Sezione VHF

All'ingresso un filtro di forma opportuna lascia passare senza attenuazione solo i segnali della banda I e III prima di applicarli all'emettitore del prestadio con base a massa e regolabile con l'AGC.
Il diodo D2 impedisce alla tensione dell'AGC di arrivare all'oscillatore VHF nel funzionamento in UHF.
Il diodo D3 in banda III alimenta il preamplificatore, in banda I blocca la tensione di alimentazione ai diodi di commutazione.
Sul collettore del preamplificatore si trova il filtro di banda con accoppiamento induttivo, accordato con i diodi a capacità variabile D9 e D10.
Ogni induttanza del filtro 'e composta da due bobine, una in aria adatta per la banda III, una avvolta su supporto con nucleo in ferrite, adatta per la taratura della banda I su cui si accorda quando è in serie alla bobina.
I diodi D5 e D6 commutano il filtro nelle due bande:
in banda I sono all'interdizione perciò le bobine L6 ed L7 si trovano in serie a L9 + L10 ed L11 + L12;
in banda III conducono ed essendo la resistenza diretta molto bassa (1 ohm), cortocircuitano a massa attraverso C9 e C13 le bobine L9 + L10 ed L11 + L12.
Analogamente D7 commuta l'accoppiamento induttivo al mixer.
Le bobine in aria sono tarate mediante la spaziatura delle spire.
Il condensatore C11 compensa la capacità del preamplificatore ed è formato da un filo avvolto su un piedino a massa. Avvolgendo il filo si aumenta la capacità. Si ha la giusta taratura quando il filtro si mantiene in passo su tutta l'escursione di banda.
L'oscillatore è accordato dal diodo a capacità variabile D11 ed è commutato da D8.
Il condensatore di reazione C20 sostiene le oscillazioni in banda III e deve essere più piccolo possibile per non ridurre l'escursione dell'oscillatore; poiché la reazione all'inizio banda I è insufficiente, è stato aggiunto il condensatore C19.

1ª (continua)

ERRATA CORRIGE

Sui numeri 12, 13, 14 è stato pubblicato un articolo col seguente titolo: "Norme di taratura e regolazioni dei televisori a colori con telaio modulare serie BS 260" mentre quello esatto è **"Norme di taratura e regolazioni dei televisori a colori con telaio modulare serie BS 290".**

così la possibilità di venire riflessi; però i treni d'onda obliqui, ossia quelli che sono irradiati quasi paralleli al terreno, hanno questa possibilità.
Ne consegue, per effetto della geometria del nostro Globo, che le distanze massime "ad unico salto" stanno entro i 2400 km; mentre le minime, in funzione della *densità delle nubi E_S*, possono risultare comprese fra i 1500 e gli 800 km ovviamente, alle minime distanze, per le frequenze di 144 MHz, corrispondono eccezionali, quanto rare densità di ionizzazione.
Le comunicazioni via-E_S, in gamma 144 Mhz, sono precedute da un "alert" che può durare parecchie ore: prima si ha il *salto corto* (short skip) nelle gamme 14-21-28 MHz; poi si ricevono stazioni lontane sui canali più bassi della TV; quindi arrivano segnali della radiodiffusione straniera nella gamma FM: 88-108 MHz; infine *si apre* la gamma 144 MHz.
Nei mesi estivi, una *ripassata* mattutina sulla FM è sempre utile: se invece delle solite stazioni locali, si comincia a sentire la gamma radiodiffusione *viva* e, di tanto in tanto si captano stazioni straniere, quella può essere una giornata felice per i DX nella gamma amatori dei 144 MHz.

Il meteor scatter

Il cosmo è pieno di materiali solidi le cui dimensioni vanno dal granello di polvere al macigno del peso di tonnellate.
La Terra, percorrendo la sua orbita intorno al Sole, incontra ogni giorno miliardi di questi *meteoridi* e quindi una pioggia ininterrotta di materiali solidi penetra ad ogni istante nell'alta atmosfera.
Risucchiati dalla forza di gravità, questi solidi sono animati da velocità elevate, sicché quando alla quota di circa 150 km cominciano a trovare gas meno rarefatti, essi divengono roventi.
La collisione con le molecole dei gas dissipa completamente la loro energia cinetica, i corpi divengono incandescenti e di norma fra i 120 e gli 80 km di quota si ha la completa *ablazione*.
Calore e luminosità sono accompagnate da ionizzazione, ogni granello solido che si autodistrugge attraversando obliquamente lo strato E, a velocità che mediamente vanno da 70 a 10 km/sec, lascia dietro di sé una scia cilindrica del diametro non minore di 10 cm, lunga decine di chilometri. La densità di ionizzazione di ogni scia meteorica è tale da produrre riflessione e rifrazione a treni d'onde metriche (VHF e parte delle UHF).
La riflessione diffusa (scatter) produce, entro un raggio di un migliaio di chilometri dal punto d'incidenza, segnali intermittenti: *bursts* che variano in durata, ampiezza nonché sequenza (fra due bursts successivi).
A seconda delle dimensioni del meteoride, la ionizzazione e quindi i bursts del segnale VHF che ritorna a Terra, possono durare dai millisecondi ai minuti: collegamenti tipici, della durata di circa mezz'ora, si possono realizzare in telegrafia morse, avvalendosi della successione di 20-30 bursts della durata di 3÷7 secondi ciascuno.
Naturalmente, anche l'intervallo fra due bursts varia in modo del tutto casuale, come dire da frazioni di secondo ad alcuni minuti.
Con potenze di circa 250W ed antenne Yagi da 12÷14 dB di guadagno, la ricezione degli echi da scie meteoriche non richiede apparecchi di qualità eccezionalmente elevata.

Tab. 7.2 - Probabilità per anno di utilizzare le Aurore alle varie latitudini - Europa

Latitudine del proprio QTH	Numero delle notti utili
50° N	200
57°	100
54°	80
50°	20
43°	5÷10
45°	1

Riflessioni da cortine d'aurora

La aurora boreale è una luminescenza dell'alta atmosfera con emissione di radiazioni luminose, provocata da sciami di corpuscoli elettrizzati emessi dal Sole specie in occasione di grandi eruzioni di materia incandescente.
Il campo geomagnetico devia i corpuscoli, costringendoli a concentrarsi nelle regioni polari: per noi le massime concentrazioni si hanno verso il circolo artico fra 65° e 70° di latitudine (Fig. 7.2).
Le aurore si presentano come cortine verticali che iniziano sui 100 km e possono spingersi verso l'alto fino ad 800÷1000 km.
La densità di ionizzazione da corpuscoli è così elevata, in quelle zone, che in molte notti dell'anno i gas dell'alta atmosfera, fortemente eccitati, si illuminano (vedasi foto).
Per quanto concerne i radio segnali, VHF e talora UHF, le

Fig. 7.4 - Curva di un solo risonatore (L2). Curva del passa-banda L2/L3.

cortine rappresentano uno specchio verticale ruvido, la quota migliore va dai 100 ai 200 km.
Purtroppo, le comunicazioni con questo mezzo riflettente, comuni nel Nord Europa, sono relativamente rare da noi, e limitate all'Italia settentrionale, in località non troppo vicine alle Alpi.
Affinché gli OM del nord Italia possano avvalersene, occorre che la eccitazione da corpuscoli sia particolarmente elevata; allora si possono avere due possibilità:

— Se la concentrazione corpuscolare è particolarmente voluminosa, possono essere interessate zone di cielo corrispondenti al 55° parallelo e quindi il punto di riflessione in strato E è *visibile* (per le onde-radio) a 1100 chilometri di distanza (45° parallelo).
— Oppure, se i potenziali elettrici sono particolarmente intensi, la radio-aurora interessa anche quote di 300 km e maggiori; la distanza utile supera i 2000 chilometri ed anche le aurore che hanno luogo al 65° parallelo, sono sfruttabili dagli OM della Val Padana.

Nelle comunicazioni via-aurora entrambi i corrispondenti debbono trovarsi un po' a sud rispetto all'area in cui si manifesta l'evento.
Puntando le antenne a nord, gli SWL hanno possibilità di ricevere stazioni VHF del Nord Europa, quando si manifesta una importante aurora.
Le aurore boreali notevoli hanno luogo una trentina d'ore dopo una eruzione solare, quindi si possono fare previsioni a breve termine.

Fig. 7.5 - Circuito elettrico del Convertitore VHF.
Q1 = Q2 = MOSFET RCA 40673; Q3 = transistore bipolare BC 182; Q4 = transistore bipolare BF 224; C1 = C6 = C7 = 12 pF SM; C2 = C4 = C13 = C16 = 1 nF ceram pastiglia; C3 = 100 nF poliestere metallizz. - C5 = 390 pF SM; C8 = C10 = 4,7 nF ceram pastiglia; C9 = C11 = 22pF SM; C12 = 270 pF SM; C14 = 68 pF SM; C15 = C17 = 10 pF SM; R1 = 68 kΩ; R2 = R15 = 22 kΩ; R3 = 180 kΩ; R4 = 270Ω; R5 = R9 = 82Ω; R6 = R7 = 47 KΩ; R8 = 120Ω; R10 = 47Ω; R11 = 1,2 kΩ; R12 = R13 = 22Ω; R14 = 10Ω; R16 = 3,9 kΩ; R17 = 390Ω.
Note: SM = Silver Mica = Condensatori a mica argentata. Tutti i resistori hanno la dissipazione di 0,25W.

P = Condensatori passanti da 1 nF;
V = Condensatori regolabili a tubetto 3÷10 pF;
K = Condensatore di reazione costituito da due codini di filo isolato in plastica. Estremità saldate ai punti indicati, estremità opposte attorcigliate: uno o due torciture. Lunghezza dei codini 15 mm.
X = Cristallo overtone alla frequenza di 43 MHz.

Un convertitore per la gamma VHF

I criteri fondamentali sono noti: alcuni particolari aspetti meritano d'essere puntualizzati.

1) Stadio amplificatore AF., se lo stadio mescolatore fosse molto poco rumoroso, non sarebbe necessario.
Il rumore d'uno stesso componente attivo, anche se basso quando opera come amplificatore, diviene invece parecchio più alto quando si trova in circuito mescolatore: caso di Q2 in figura 7.5.
Per questo motivo si sente la necessità dello stadio amplificatore davanti al mescolatore.
Il guadagno di questo stadio deve essere il minimo possibile, ma tale da sovrastare il rumore prodotto dal mescolatore.
Non ha senso peraltro avere un guadagno eccessivo nel convertitore, poiché esso precede un ricevitore HF che ha già una elevata sensibilità.
2) Stadio mescolatore: la sua rumorosità non è bassa, però va limitata al minimo con la scelta d'un adatto componente e dei parametri di lavoro. Piuttosto, è importante che questo stadio, in quanto riceve un segnale AF già amplificato, abbia una *dinamica* tale da non produrre eccessive spurie da intermodulazione, quando arrivano all'antenna segnali adiacenti (in frequenza) molto forti.
3) Riguardo alla dinamica, lo stesso ragionamento vale per l'amplificatore AF, però è più facile evitare le spurie da intermodulazione nel primo stadio (amplificatore) che non nel mescolatore.
4) I circuiti risonanti AF hanno, in gamma 144 MHz, una selettività bassa; perciò le bande passanti sono, in ogni caso, troppo larghe; il che comporta inevitabilmente la possibilità di interferenza da parte di segnali molto forti, che sono appunto la causa principale delle fastidiose spurie da intermodulazione.
Se le bobine hanno un Q = 100 a 145 MHz la curva di selettività a -3 dB abbraccia uno spettro pari a 145.000

Fig. 7.6 - Disegno della scheda di 5 x 9 cm.
Vista dalla parte del rame: bianco rame, parti ombrate = vetronite scoperta.

kHz diviso 100 ossia 1450 kHz.
Tanto vale, in queste condizioni, effettuare un'accoppiamento interstadi a passa-banda (bobine L2-L3 di figura 7.5) ed ottenere una risposta abbastanza uniforme nella intera gamma, senza introdurre complicazioni, quali la sintonia aggiustabile richiederebbe.

5) L'impiego di MOSFET nei due stadi interessati dalla intermodulazione è quanto di meglio si può fare: però in caso di situazioni locali particolarmente sfavorevoli, si potrà adottare un *filtro d'ingresso* a risonatori multipli di *tipo elicoidale* (helical resonators) avente un Q molto più alto dei comuni induttori. Ciò naturalmente, va a scapito di quella semplicità che è un requisito essenziale nelle realizzazioni per principianti[2].
6) Il segnale di conversione (L.O = local oscillator) deve essere *ovviamente stabile;* per questo motivo si impiega un oscillatore con risonatore a lamina di quarzo *in overtone.*

Il segnale "LO" deve essere però anche *pulito,* ossia privo il più possibile di componenti spurie di frequenza diversa, che entrando nel mescolatore, permetterebbero ad altri segnali, in gamma o fuori gamma, di arrivare al ricevitore HF, in quanto convertiti al valore della F.I. (28-30 MHz ovvero 15-17 MHz).
Per questo motivo, invece di interporre fra l'oscillatore ed il mescolatore un solo risonatore, si è scelta la combinazione L7-L8 di figura 7.5. Inoltre, l'oscillatore è separato elettricamente, con un certo filtraggio nel circuito d'alimentazione e *le masse* degli stadi AF sono separate da quelle degli stadi oscillatore-triplicatore.

Il circuito elettrico

Lo schema è riportato in figura 7.5. Lo stadio amplificatore d'ingresso impiega il MOSFET - RCA 40673. Esso ha una cifra di rumore accettabile per le medie prestazioni in gamma 144 MHz; un buon guadagno; una buona dinamica fino a segnali moderatamente forti.
Peraltro, se si impiega una Yagi con guadagno di 13 o più dB, si gode d'una selettività aggiuntiva data dall'antenna; difatti le direttive ad elementi parassiti come la Yagi, hanno bande-passanti limitate che diminuiscono al crescere del guadagno. Con 13 dB, si ha circa il 2% della frequenza di centro (145 MHz). Certo, i segnali molto forti, specie se provenienti dalla stessa direzione di puntamento dell'antenna direttiva, se poco distanti in frequenza, ossia entro la gamma amatori, rappresentano un serio problema[3].
Il circuito risonante d'ingresso è costituito da una bobina "in aria" (L1) avvolta con filo da 1 mm; l'accordo di sintonia si ottiene, in sede di messa a punto, mediante il compensatore V.
Si tratta di un piccolo condensatore regolabile di forma cilindrica, con dielettrico in ceramica o vetro, la cui capacità massima è 10pF.
Tale capacità è circa eguale a quella necessaria per l'accordo; quindi, alla fine, quando è collegato il cavo dell'antenna, occorre un ritocco finale della sintonia. Può darsi che il compensatore V venga a trovarsi al massimo della capacità: in tal caso, per verificare il buon accordo, si comprimono un po' le spire di L 1. Così facendo *si aumenta l'induttanza* della bobina e l'accordo definitivo si ottiene muovendo il cacciavite sulla testa di V, avanti ed indietro per *il massimo segnale ricevuto.*
Le bobine L2-L3 sono simili ad L1; sono disposte

Tab. 7.3 - Le bobine del convertitore

L1 - L2 - L3	5 spire di filo 1 mm nudo, stagnato od argentato avvolte in aria. Usare come mandrino un bullone da 1/4" passo gas: comprimere se necessario, le spire libere, in modo che la lunghezza dell'avvolgimento risulti 9 mm. Sladare i codini alle isole della scheda. Presa antenna L1, alla 1ª spira da massa.
L7 - L8	6 spire, come sopra.
L6	Supporto Vogt 5 mm; nucleo ferrocarbonile ROSSO; 18 spire filo 0,35 smalt. non spaz. avvolte cominciando da 2,5 mm dalla parte inferiore.
L4 - L5	Supporto con nucleo come sopra. 24 spire filo 0,2 smaltate, non spaziate
L	Link: vedi testo e figura 7.7
Compensatori V	Estremità calda ossia armatura non-a-massa: V della L1 si attacca al vicino codino di Cl V della L2, L7, L8: al codino della bobina che va all'isola V della L3 si salda all'apposito foro sull'isola comune al C6 (che è montato sotto).

Fig. 7.7 - Scheda capovolta, vista dalla parte dei componenti. Disposizione dei fori grandi e dei maggiori componenti.

ortogonalmente, con la *estremità fredda di L3* più vicino ad L2. Quando due induttori sono così orientati, l'accoppiamento mutuo-induttivo per concatenamento dei flussi magnetici *è minimo.*

L'accoppiamento "al critico" per ottenere la banda-passante di figura 7.4 (due bobine), è dato in parte dalle capacità parassite di entrambi gli induttori, ma soprattutto dal valore della capacità di C5, rapportato alle capacità di sintonia di ciascun compensatore V.

Difatti il coefficiente d'accoppiamento $k = \frac{\sqrt{V.V.}}{C_5}$; **ossia** radice del prodotto delle capacità dei condensatori d'accordo diviso per la capacità comune (C5) è in questo circuito, più facile da determinare.

In generale, quando si dispongono le bobine parallelamente, per realizzare la mutua induzione di tipo magnetico, in VHF si hanno immancabilmente degli accoppiamenti troppo stretti, con bande passanti eccessive, essendo a queste frequenze il flusso disperso delle bobine cilindriche molto maggiore di quanto si possa immaginare. Il giusto dosaggio dell'accoppiamento richiederebbe una costosa strumentazione, però riproducendo fedelmente quanto indicato nella descrizione, nella pratica non si è molto lontani da quanto noi abbiamo sperimentato.

Dal punto di vista teorico, facciamo osservare che, con l'accoppiamento usato, se la capacità di accordo ha valore costante, il coefficiente d'accoppiamento *diminuisce* al crescere della capacità di C5.

Per concludere, diciamo che per *lato freddo d'una bobina* si intende la estremità che si trova ad un potenziale AF zero o vicino a zero; mentre la estremità opposta, in gergo è detta *lato caldo.*

Il passa-banda L2-L3 trasferisce il segnale all'elettrodo G1 di Q2, tramite un piccolo condensatore C6. Questo componente invece di essere montato come gli altri, *sopra la scheda* dal lato della vetronite scoperta, è saldato *sotto* dal lato-rame, direttamente fra le due piste (figura 7-8). Anche C7, che porta il segnale del L.O. al G2 del MOSFET (Q2) è montato allo stesso modo.

Lo stadio mescolatore (Q2) è collegato alla maniera classica, i valori dei componenti sono quelli ottimali, un po' diversi da quelli suggeriti dalla RCA per il tipo "40673".

Il segnale in arrivo, convertito in una gamma HF, si preleva al drain (D) del MOSFET Q2, e viene sintonizzato dal passa-banda L4-L5.

L4 si accorda mediante il condensatore fisso C9, in quanto la bobina dispone d'un nucleo ferromagnetico a vite.

Altrettanto vale per L5; qui la sintonia è data dalla serie C11+C12. I due condensatori in serie servono ad adattare le impedenze: la tensione AF più bassa, e quindi anche l'impedenza minore, si presenta ai capi del condensatore di capacità maggiore (C12).

Il rapporto della capacità è stato calcolato in modo che l'impedenza caratteristica del cavetto da 50Ω impiegato per la connessione al ricevitore HF, si presenti come una impedenza medio-alta agli estremi di L4 e quindi fra drain e massa di Q2, considerato, *da questo lato, come un generatore.*

Il rapporto delle impedenze si può considerare come il quadrato delle reattanze capacitive, quindi essendo il rapporto fra le capacità C12/C11 12,8 (270:22), l'impedenza di 50Ω vista all'estremità di L5 è 165 volte più alta.

Riguardo all'impedenza trasferita al primario L4, tutto diviene molto approssimativo, perché nella trasformazione

Fig. 7.8 - Disposizione dei componenti.
Scheda vista dal lato rame, i componenti sono mostrati per trasparenza.

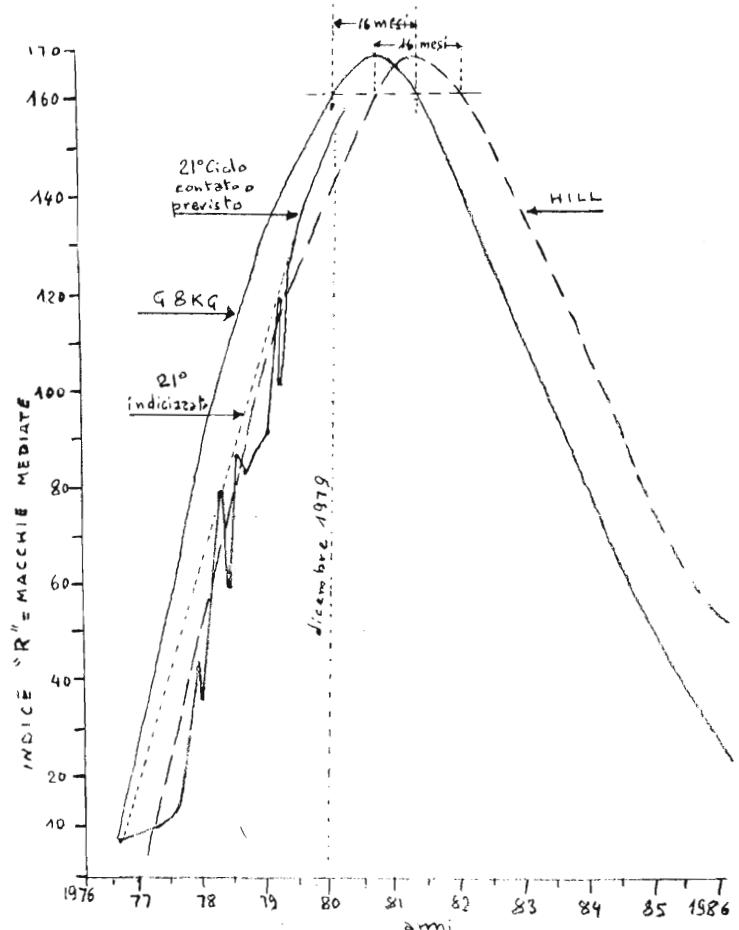



Fig. 7.9 - Sviluppo del ciclo 21° della attività solare fino al dicembre 1979, confrontato con le previsioni di due studiosi: Hill e G8KG. Si osservi come la porzione di curva indicizzata del ciclo finora svoltosi, segua da vicino la pendenza delle altre due.
Tanto Hill che G8KG hanno previsto che per 16 mesi l'attività sarà intorno ad R = 160. Nel prossimo futuro sarà interessante osservare ampiezza e data del picco; difatti fra le due previsioni vi è una differenza di quasi 1 anno.

d'impedenza gioca un ruolo importante il coefficiente d'accoppiamento fra i due induttori.
A proposito dell'accoppiamento fra questi due induttori, qui il caso è diverso da quello inerente L2 ed L3.
L2/L3 operano infatti sui 145 MHz e se il Q è abbastanza alto, basta un leggero accoppiamento per ottenere la banda passante di 2 MHz.
L4/L5 sono invece sintonizzate su 16 o 29 MHz, però la banda passante è la medesima: ipotizzando un Q = 100, che è molto vicino al vero, per le bobine cilindriche diam. 5 mm (con nucleo Vogt tipo Rosso) quando il coefficiente k è al valore critico, la Banda passante risulta essere 1/100 della frequenza d'accordo, ossia 160 o 290 kHz, quindi del tutto insufficiente. Per ottenere un accoppiamento oltre il critico le bobine sono montate parallele, relativamente vicine, però alla estremità inferiore di entrambe, sopra le ultime spire, è stato collocato un *link* (L) costituito da un 8 di filo ricoperto in plastica.
Si tratta d'un pezzetto di filo comune per collegamenti, al quale si asporta un po' di copertura solo alle due estremità: una volta formato l'8 e posto ben aderente alle spire dei due induttori, le estremità vengono saldate.
Le due spire congiunte del Link, percorse dalla corrente AF, aumentano la induttanza mutua fra le due bobine.
La curva del passa-banda così realizzato (sovraccoppiato) risulta costituita da due picchi distanti circa 1 MHz, quando entrambe le bobine sono sintonizzate sulla stessa frequenza (16 MHz) mentre a 29 MHz i picchi distano fra loro circa 1,6 MHz. Al centro si ha una insellatura di almeno - 10 dB.
Poiché le porzioni di gamma che interessano sono quelle

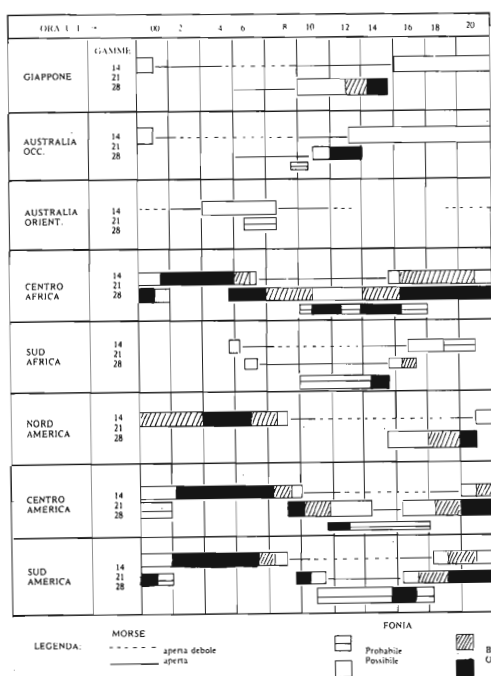
Fig. 7.10 - Previsioni della propagazione ionosferica per Dicembre 1979.

comprese fra 144 e 145 MHz, nonché 145, 8-146 MHz, un buon compromesso è rappresentato dalla sintonia differenziata di L4 ed L5. Allora uno dei due picchi si trova al centro della prima sottogamma, che è quella interessata dai collegamenti a grande distanza terrestri, e l'altro al centro della seconda porzione, utilizzata dal traslatore del satellite OSCAR 7 (per ora) e da quello "III PHASE", che sarà in orbita la prossima primavera.

Generatore del segnale di conversione

Il segnale L.O. è ottenuto da un oscillatore a cristallo (in overtone) Q3, seguito da uno stadio triplicatore di frequenza Q4.
Per l'uscita dal convertitore a 15÷17 MHz, il segnale L.O = 129 MHz; per i valori standard di 28-30 MHz, L.O. = 116 MHz.
Il cristallo X è pertanto un "overtone" che potrà avere la frequenza di lavoro (indicata dalla stampigliatura sulla custodia) pari a 43 oppure 38,666 MHz.
L'oscillatore impiega un transistore bipolare la cui base è a massa per la A.F. *solo quando* il cristallo X presenta risonanza-serie alla frequenza di lavoro. Quando spostando leggermente la frequenza, il cristallo entra in risonanza-parallelo l'impedenza fra base e massa diventa invece relativamente elevata. Quindi l'oscillatore, a differenza di altri tipi di circuiti "overtone", è obbligato a lavorare su una sola e ben determinata frequenza.
Ciò non toglie che entro ristretti limiti, la frequenza possa variare o per eccesso di reazione, ovvero per variazioni del carico.
A proposito del carico, è questo uno dei motivi che a dispetto della semplicità (eccessiva) ci ha fatto scegliere la soluzione dello *stadio separatore* Q4. Riguardo alla reazione, questa può essere ben dosata con l'aggiustaggio del piccolissimo condensatore (K) posto fra collettore ed emettitore, e con un giudizioso accordo della bobina L6.

Il montaggio

Viene eseguito su una basetta di vetronite disegnata come in figura 7.6. Le parti ombrate non vanno inchiostrate (vetronite scoperta).
Le parti bianche vanno ricoperte d'inchiostro (rame che deve restare). Usare un pennellino per le grandi superfici, la penna DALO o simili per piste e contorni.
In figura 7.7 si vede l'altra faccia della scheda, quella della vetronite scoperta; in essa sono riportati i componenti più grandi ed i fori grandi: 3,5 mm per P = condensatore passante; 30 o 40 mm (a secondo del tipo che si acquista) per V = condensatore a tubetto, regolabile.
I piattelli dei P e la parte a vite di regolazione di V, debbono trovarsi dal *lato del rame.* Si saldano alla massa del rame, piattelli e corpi dei condensatori V.
L'armatura non-a-massa di V si collega (dal lato componenti) con l'estremità della rispettiva bobina, però la

bobina va montata con saldature alla scheda, perché i condensatori a tubetto sono fragili e non sopportano sforzi meccanici.
I cilindretti di polistirolo su cui sono avvolte L4, L5, L6 sono montati sulla scheda verticalmente, dal lato componenti.
Si completa il montaggio, secondo la figura 7.8 (vista dal lato rame). La scheda ha 4 fori angolari, per l'applicazione con viti lunghe e distanziatori, all'interno della cassettina.
La schermatura, dal lato componenti, è costituita da bandella stagnata di 0.4 o 0.5 mm (si taglia con le forbici) larga 2 cm.
Come sostegni, sono previsti "piolini" di filo da 1 mm, saldati alla massa sotto, e sporgenti sul piano, *dal lato componenti*. La saldatura agli angoli è più facile, se si usano piolini di 2 cm: difatti la saldatura fra le bandelle riesce meglio con l'intermediario del filo stagnato da 1 mm.
Dopo i componenti principali si mettono in opera le schermature, poi i piccoli componenti: C6 e C9 sono montati dal lato-rame.
Amplificatore AF, Mescolatore e Generatore (LO) sono alimentati indipendentemente, attraverso i rispettivi condensatori passanti (P). Dopo la messa a punto si collegano insieme gli occhielli dei tre P, e con questo filo (ricoperto) posto dal lato-rame, si va al +12V delle pile o dell'alimentatore.

Messa a punto

Occorre un voltmetro per AF (descritto nella precedente puntata).

1. Si mette la sonda a diodo del voltmetro *alla base di* Q4: agire sul nucleo di L6, per la massima deflessione della lancetta.

1.1. Per migliorare la stabilità delle oscillazioni in Q3, svitare il nucleo di L6, fino a ridurre la lettura al 70% del max. Bloccare il nucleo con una goccia di cera, dopo aver stretto ed allentato i due fili attorcigliati che costituiscono la capacità di reazione (K).
Troppa reazione non va bene, troppo poca rende l'innesco incerto. Quando si alimenta l'oscillatore, provare e riporre su K ed L6 fino ad ottenere il miglior compromesso. Ascoltare, se si può, il segnale dell'oscillatore (2ª armonica) su un ricevitore domestico per FM (inizio scala, 86 MHz); accendendo e spegnendo non si debbono sentire né "plop"; *scricchiolii* o peggio *miagolii,* tutti indizi di instabilità.

2. Mettere la sonda in L8: accordare il suo V, per il max; accordare quindi L7; la distanza ottimale fra le due bobine in questione, è 2 o 3 mm.

2.1. Disponendo di un "Dip meter" controllare se l'accordo di L8 è su 129 MHz.

3. Alimentare Q1 e Q2. Mettere il Tester (in alternata) - voltmetro alla max sensibilità possibile, alla uscita "cuffia" del ricevitore HF. Ascoltare coll'altoparlante. Scala del ricevitore a 16 MHz. Collegare l'uscita del convertitore all'ingresso del ricevitore con un cavetto RG58, non più lungo di 50 cm.
Il Fruscio deve aumentare, la lancetta deve muoversi. Accordare per il max fruscio i compensatori di L3, L2, L1, quindi L8 va ritoccato; agire infine su L4 ed L5 (sempre per il max fruscio).

3.1. Portare il ricevitore HF a 15,5 MHz: ritoccare L4 per il max, poi bloccare con cera.
Portare il ricevitore a 16, 85, ritoccare L5 per il max. Bloccare il nucleo: questa posizione di scala interessa la sottobanda OSCAR.

4. Togliere lo strumento.

L'Aurora boreale è una luminescenza provocata da sciami di corpuscoli proiettati dal Sole.

Collegare l'antenna della gamma 2 metri: la ricezione dovrebbe essere regolare; semmai mettersi d'accordo, per telefono, con qualche OM concittadino.

Il 21° Ciclo della attività solare

Nel Maggio scorso (n. 12 di E.V.) in questa rubrica abbiamo accennato agli stretti legami esistenti fra intensità delle radiazioni fortemente attiniche del sole: radiazioni U.V. ed E.U.V., e densità della ionosfera. Il ritorno a Terra delle più alte HF dipende essenzialmente dalla densità di ionizzazione dello strato F_2 prodotta principalmente dalle *Extreme Ultraviolet Radiations* (E.U.V).
I raggi ultravioletti di frequenza così alta non sono misurabili da Terra perché assorbiti interamente dall'alta atmosfera.
Gli U.V. normali, la cui intensità segue abbastanza da vicino le variazioni degli E.U.V., sono sistematicamente controllati da oltre mezzo secolo.
Nel 1924 il Pettit osservò che il numero indicizzato delle Macchie che compaiono sul disco solare e l'intensità delle radiazioni U.V. variano di pari passo.
Per questo motivo, le macchie, sebbene *non siano la causa,* bensì un aspetto marginale, sono utilizzate come riferimento della attività solare.
Vi è poi un altro motivo altrettanto importante: le Macchie sono osservate con regolarità da prima del 1750, quindi costituiscono un legame statistico abbastanza certo, da oltre due secoli.
Il *numero indicizzato delle macchie* (valori di un anno mediati) ha rivelato che l'attività solare varia con un ciclo quasi undecennale: dopo aver toccato valori minimi, il ciclo risale ai massimi nel tempo compreso fra 2 anni e mezzo e quasi 7 anni (media 4 anni).
Rimane intorno al massimo per alcuni mesi, poi si osserva una discesa più o meno lenta, che va da 4 a 10 anni (media 6 anni e mezzo).
Quando nel secolo scorso venne elaborata la formula della indicizzazione, si ricostruirono anche i cicli a partire dalla metà del '700: per questo motivo ora identifichiamo il ciclo ultimato nel 1976 col n. 20 ed affermiamo di trovarci nella fase ascendente del 21°.
Lo studio della attività solare è una scienza molto giovane e, per ora, l'indice "R" è quanto di meglio disponiamo per fare previsioni a lungo termine dell'attività solare e della sua diretta pratica conseguenza sulla propagazione delle H.F.
I valori massimi raggiunti da un ciclo influenzano in maniera decisiva la buona propagazione della parte più alta dello spettro HF. In considerazione del fatto che l'indice "R" max varia da ciclo a ciclo, gli studiosi del Sole e della propagazione ionosferica, impiegando vari metodi statistici, cercano, durante lo svolgimento di un ciclo, di fare previsioni sul successivo ed addirittura sui successivi.
Dopo un eccezionale exploit nell'ottobre 1957 (ciclo 19°) in cui R toccò il valore record di 201, la maggioranza degli studiosi aveva previsto cicli *più fiacchi.* In effetti il 20°, durato quasi 13 anni, con R max = 126, sembrava avvalorare queste opinioni; pertanto i più, a conti fatti, erano d'accordo per un ciclo 21° ancora più debole del precedente.
Due soli studiosi dissentivano: il non professionista Smith (G8KG) e lo scienziato Hill, del Naval Electronics Center, della California. A tre anni di distanza dalla pubblicazione dei loro studi, osserviamo (figura 7.9) quanto le loro previsioni, effettuate con metodi diversi, fossero vicine alla realtà.
Entrambi non avevano impiegato i metodi classici:

- Lo Hill era arrivato al risultato mediante una complessa analisi matematica dei 19 cicli precedenti, estrapolando *linee spettrali* della funzione "tempo" e risolvendo fino ad ottenere periodicità, ampiezze e fasi. Dai suoi calcoli, assistiti da un potente elaboratore elettronico, risultava la curva in figura, pubblicata su "Nature", nel luglio 1976.
- Lo Smith sviluppava una ipotesi originale, suggeritagli dalla lettura di un articolo dell'astronomo Wood (Nature 1972).
  L'ipotesi era quella che le variazioni d'attività solare siano dovute a "maree" nei gas dell'Astro, provocate dalle forze gravitazionali dei Pianeti.
  Secondo G8KG, il comportamento anomalo del ciclo 20° sarebbe dovuto ad uno sfasamento fra "onda di marea" e semiperiodo della reazione magnetonucleare nella massa gassosa (quella che produrrebbe radiazioni più o meno intense).
  Secondo i calcoli dello Smith, il rifasamento sarebbe avvenuto giusto nei mesi in cui l'articolo appariva (Radio Communication July 76); quindi il ciclo 21° caratterizzato dall'andamento "in fase" dei due differenti fenomeni, avrebbe avuto lo sviluppo che riportiamo nella figura 7.9.

E' sorprendente osservare la concordanza nella forma delle due curve, ed anche l'adempienza di quanto è *realmente avvenuto da tre anni in qua.*
Nei mesi prossimi vedremo quando si verificherà "il picco": giugno '80 per l'uno e novembre '81 per l'altro; di quanto R max sorpasserà il valore previsto: 160 o 150.
Ad ogni buon conto, le previsioni pessimistiche non si sono avverate, quindi può darsi che la buona propagazione duri ancora un intero lustro.

NOTE

[1] Per una maggiore conoscenza della propagazione VHF Vds: MICELI "Da 100 MHz a 10 GHz" Vol II - Faenza Ed. 1979.
[2] Un helical resonator, circuito risonante a costanti parzialmente distribuite, può avere Q = 500; tre risonatori in cascata formano un filtro eccellente.
[3] Con i VMOS di potenza si realizza un amplificatore per deboli segnali dalla dinamica lunghissima. Speciali, costosi mescolatori bilanciati presentano pure tale caratteristica.

CEDOLA DI ORDINAZIONE

Vogliate provvedere ad inviarmi quanto ho specificato:

☐ Kit modello ....

☐ Kit modello ....

☐ ....

FORMA DI PAGAMENTO

☐ Allego assegno bancario

☐ Ho versato l'importo sul vs/c/c/p. n. 10317485

☐ Contrassegno

....
Firma

....
Indirizzo

SCHEDA DI ORDINAZIONE

☐ Desidero sottoscrivere un abbonamento annuale a:

ELETTRONICA VIVA

mensile di formazione e aggiornamento tecnici RADIO--TV ELETTRONICI

al prezzo di L. 20.000, ed a partire dal fascicolo n. ....

(Compilare sul retro)

FORMA DI PAGAMENTO

☐ Speditemi il primo fascicolo contrassegno dell'importo (aumento di L. 850).

☐ Allego assegno bancario.

☐ Ho versato l'importo sul vs/c/c/p. n. 13951488.

Firma ....

CEDOLA DI ORDINAZIONE

Vogliate provvedere ad inviarmi quanto contrassegnato:

☐ M. Miceli "DA 100 MHz A 10 GHz"
Vol. 1° - L. 12.000

☐ M. Miceli "DA 100 MHz A 10 GHz"
Vol. 2° - L. 12.000

☐ **A. Piperno "Corso Teorico Pratico sulla TV a colori"**
Seconda Edizione - L. 18.000

(Compilare sul retro)

FORMA DI PAGAMENTO

☐ Allego assegno bancario

☐ Ho versato sul c/c/p. n. 13951488

☐ Contrassegno (aumento di L. 850 per spese postali)

Firma ....

Tel. 051/468016
n. partita I.V.A. 00441740396

CEDOLA DI COMMISSIONE

Mittente :

Nome ______________________

Cognome ______________________

Via ______________________

c.a.p. ________ *Città* ______________________

Elettronica Kit S.a.S.

Via Firenze 60/A

48018 Faenza (RA)

CEDOLA DI COMMISSIONE LIBRARIA

Mittente :

Nome ______________________

Cognome ______________________

Via ______________________

c.a.p. ________ *Città* ______________________

NON AFFRANCARE

tassa a carico del destinatario - importo da addebitarsi sul conto di credito speciale n 59 del 26 maggio 1966 presso l'ufficio P. T. di Faenza Centro.

Spett.le

FAENZA EDITRICE

Via Firenze 60/A

48018 F A E N Z A (RA)

CEDOLA DI COMMISSIONE LIBRARIA

Mittente :

Nome ______________________

Cognome ______________________

Via ______________________

c.a.p. ________ *Città* ______________________

NON AFFRANCARE

tassa a carico del destinatario - importo da addebitarsi sul conto di credito speciale n 59 del 26 maggio 1966 presso l'ufficio P. T. di Faenza Centro.

Spett.le

FAENZA EDITRICE

Via Firenze 60/A

48018 F A E N Z A (RA)